

#3

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re application of :
Naganori SHIRAKATA et al. :
Serial No. NEW : **Attn: APPLICATION BRANCH**
Filed June 20, 2000 : **Attorney Docket No. 2000_0748A**
**APPARATUS AND METHOD FOR OFDM
DEMODULATION**



CLAIM OF PRIORITY UNDER 35 USC 119

Assistant Commissioner for Patents,
Washington, DC 20231

Sir:

Applicants in the above-entitled application hereby claim the date of priority under the International Convention of Japanese Patent Application No. 11-174984, filed June 22, 1999, as acknowledged in the Declaration of this application.

A certified copy of said Japanese Patent Application is submitted herewith.

Respectfully submitted,

Naganori SHIRAKATA et al.

By *Charles R. Watts*

Charles R. Watts
Registration No. 33,142
Attorney for Applicants

CRW/asd
Washington, D.C. 20006
Telephone (202) 721-8200
Facsimile (202) 721-8250
June 20, 2000

日 本 国 特 許 庁

PATENT OFFICE
JAPANESE GOVERNMENT

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出 願 年 月 日
Date of Application:

1999年 6月22日

出 願 番 号
Application Number:

平成11年特許願第174984号

出 願 人
Applicant(s):

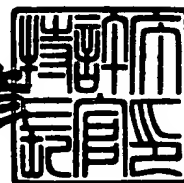
松下電器産業株式会社



2000年 4月 7日

特許庁長官
Commissioner,
Patent Office

近藤隆彦



出証番号 出証特2000-3023916

【書類名】 特許願

【整理番号】 2022510297

【提出日】 平成11年 6月22日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04J 11/00
H04L 27/22

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 白方 亨宗

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 木村 知弘

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 田中 宏一郎

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 中原 秀樹

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 原田 泰男

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

【氏名】 細川 修也

【特許出願人】

【識別番号】 000005821

【氏名又は名称】 松下電器産業株式会社

【代理人】

【識別番号】 100097445

【弁理士】

【氏名又は名称】 岩橋 文雄

【選任した代理人】

【識別番号】 100103355

【弁理士】

【氏名又は名称】 坂口 智康

【選任した代理人】

【識別番号】 100109667

【弁理士】

【氏名又は名称】 内藤 浩樹

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 011305

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9809938

【プルーフの要否】 不要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 OFDM復調装置および復調方法

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を入力とし、
前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、
前記 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定手段と

、
前記インパルス応答推定手段の出力を、積分する積分手段と、
前記積分手段の出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定手段と、

前記第 1 判定手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生手段とを、

具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 2】 シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる第 1 OFDM 信号を入力とし、

前記第 1 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定手段と、

前記インパルス応答推定手段の出力を、積分する積分手段と、
前記積分手段の出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定手段と、

前記第 1 OFDM 信号を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延手段と、

前記第 1 遅延手段で遅延された信号と、前記第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算手段と、

前記第 1 乗算手段の出力を平均化する第 1 平均化手段と、

前記第 1 平均化手段の出力に基づいて周波数誤差を演算する第 1 周波数誤差演算手段と、

前記第 1 判定手段の出力に基づいて、前記第 1 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 1 ホールド手段と、

前記第 1 ホールド手段からの出力に基づいて、前記第 1 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 1 周波数補正手段と、

前記第 1 周波数補正手段によって周波数ずれを補正された第 2 OFDM 信号を、フーリエ変換するフーリエ変換手段と、

前記第 1 判定手段に基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生手段とを、

具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 3】 前記積分手段は、積分区間を前記ガード期間とし、入力に対して前記積分区間を順次ずらしながら積分することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 4】 複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を入力とし、

前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、

前記フーリエ変換手段の出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出手段と、

前記パイロットキャリア抽出手段の出力から、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算手段と、

前記位相変化演算手段の出力から、前記フーリエ変換手段を動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定手段と、

前記窓ずれ推定手段の出力と、シンボルタイミング信号とから、前記フーリエ変換手段を動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生手段とを、

具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 5】 伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を入力とし、

前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、

前記基準シンボルを発生する基準シンボル発生手段と、

前記基準シンボル発生手段の出力と、前記フーリエ変換手段の出力から伝送路の推定を行なう伝送路推定手段と、

前記伝送路推定手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換手段の出力を等化する等化手段と、

前記等化手段の出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出手段と、

前記パイロットキャリア抽出手段の出力から、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算手段と、

前記位相変化演算手段の出力から、前記フーリエ変換手段を動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定手段と、

前記窓ずれ推定手段の出力と、シンボルタイミング信号とから、前記フーリエ変換手段を動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生手段とを、

具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 6】 前記位相変化演算手段の出力に基づいて、伝送路情報の位相ずれを推定する位相ずれ推定手段と、

前記位相ずれ推定手段の出力に基づいて、前記伝送路推定器の出力を補正する伝送路情報補正手段とを、

具備することを特徴とする請求項 5 記載の OFDM 復調装置。

【請求項 7】 前記伝送路情報補正手段は、前記窓ずれ推定手段の出力タイミングに基づいて、伝送路情報の補正を行なうことを特徴とする請求項 6 記載の OFDM 復調装置。

【請求項 8】 前記積分手段は、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答をもつことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 9】 前記積分手段は、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前では単調増加するような応答をもち、後ろでは単調減少するような応答をもつことを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 10】 前記インパルス応答推定手段は、
前記同期シンボルを発生する同期シンボル発生手段と、

前記同期シンボル発生手段の出力と、入力信号の相関を演算する相関演算手段と、

前記相関演算手段の出力から、相関量を演算する相関量演算手段とを、
備える請求項 3 または 8 または 9 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 1 1】 前記インパルス応答推定手段は、
前記同期シンボルの周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生手段と、
前記高速フーリエ変換手段の出力と、前記同期シンボル発生器の出力とを乗算する乗算手段と、

前記乗算手段の出力信号を逆フーリエ変換する逆高速フーリエ変換手段と、
前記逆高速フーリエ変換手段の出力から、相関量を演算する相関量演算手段とを、

そなえる請求項 3 または 8 または 9 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 1 2】 前記相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) の絶対値を演算することを特徴とする請求項 1 0 または 1 1 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 1 3】 前記相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) から i の絶対値と q の絶対値の和を演算することを特徴とする請求項 1 0 または 1 1 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 1 4】 前記相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) から i の 2 乗と q の 2 乗の和を演算することを特徴とする請求項 1 0 または 1 1 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 1 5】 シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を入力とし、

前記 OFDM 信号を、第 2 の所定サンプル数だけ遅延させる第 2 遅延手段と、
前記第 2 遅延手段で遅延された信号と、前記 OFDM 信号とを乗算する第 2 乗算手段と、

前記第 2 乗算手段の出力を平均化する第 2 平均化手段と、

前記第 2 平均化手段の出力に基づいて周波数誤差を演算する第 2 周波数誤差演

算手段と、

前記第 2 乗算手段の出力を平滑化するフィルタ手段と、

前記フィルタ手段の出力の絶対値を演算する絶対値演算手段と、

前記絶対値演算手段の出力に基づいて、前記 OFDM 信号と前記第 2 遅延手段で遅延された信号の相関を検出する第 2 判定手段と、

前記第 2 判定手段の出力に基づいて、前記第 2 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 2 ホールド手段と、

前記第 2 ホールド手段の出力に基づいて、前記 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 2 周波数補正手段とをさらに具備し、

前記第 2 周波数補正手段によって周波数ずれを補正された第 1 OFDM 信号を入力とすることを特徴とする請求項 1, 2, 3, 8, 9, 10, 11, 12, 13 または 14 のいずれかに記載の OFDM 復調装置。

【請求項 16】 前記第 2 判定手段は、前記絶対値演算手段の出力を入力とし、入力値が一定の値になったことを検出して、入力値が前記一定の値の所定の割合になったことを検出することを特徴とする請求項 15 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 17】 伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

前記 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定ステップと、

前記推定されたインパルス応答を、積分する積分ステップと、

前記積分された出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、

前記検出されたシンボルタイミングに基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生ステップとを、

備える OFDM 復調方法。

【請求項 18】 シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定

の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる第 1 OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

前記第 1 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定ステップと、

前記推定されたインパルス応答を、積分する積分ステップと、

前記積分された出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、

前記第 1 OFDM 信号を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延ステップと、

前記遅延された信号と、前記第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算ステップと、

前記乗算された出力を平均化する第 1 平均化ステップと、

前記平均化された出力に基づいて周波数誤差を演算する第 1 周波数誤差演算ステップと、

前記検出されたシンボルタイミングに基づいて、前記周波数誤差を保持する第 1 ホールドステップと、

前記ホールドした出力に基づいて、前記第 1 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 1 周波数補正ステップと、

前記周波数ずれを補正された第 2 OFDM 信号を、フーリエ変換するフーリエ変換ステップと、

前記検出されたシンボルタイミングに基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生ステップとを、

備える OFDM 復調方法。

【請求項 19】 前記積分ステップは、積分区間を前記ガード期間とし、入力に対して前記積分区間を順次ずらしながら積分することを特徴とする請求項 17 または 18 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 20】 複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

前記フーリエ変換された出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出ステップと、

前記抽出されたパイロットキャリアから、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算ステップと、

前記演算された位相変化から、前記フーリエ変換ステップを動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定ステップと、

前記推定された窓信号のずれと、シンボルタイミング信号とから、前記フーリエ変換ステップを動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生ステップとを、備えることを特徴とする OFDM 復調方法。

【請求項 21】 伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

前記 OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

前記基準シンボルを発生する基準シンボル発生ステップと、

前記発生した基準シンボルと、前記フーリエ変換手段の出力から伝送路情報の推定を行なう伝送路推定ステップと、

前記推定した伝送路情報に基づいて、前記フーリエ変換された出力を等化する等化ステップと、

前記等化された出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出ステップと、

前記抽出されたパイロットキャリアから、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算ステップと、

前記演算された位相変化から、前記フーリエ変換ステップを動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定ステップと、

前記推定された窓信号のずれと、シンボルタイミング信号とから、前記フーリエ変換ステップを動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生ステップとを、備えることを特徴とする OFDM 復調方法。

【請求項 22】 前記演算された位相変化に基づいて、伝送路情報の位相ずれ

を推定する位相ずれ推定ステップと、

前記推定された位相ずれに基づいて、前記伝送路情報の出力を補正する伝送路情報補正ステップとを、

さらに備えることを特徴とする請求項 21 記載の OFDM 復調方法。

【請求項 23】 前記伝送路情報補正ステップは、前記窓ずれ推定ステップの出力タイミングに基づいて、伝送路情報の補正を行なうことを特徴とする請求項 22 記載の OFDM 復調方法。

【請求項 24】 前記積分ステップは、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答をもつことを特徴とする請求項 17 または 18 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 25】 前記積分ステップは、前記ガード期間長の矩形のインパルス応答の前では単調増加するような応答をもち、後ろでは単調減少するような応答をもつことを特徴とする請求項 17 または 18 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 26】 前記インパルス応答推定ステップは、
前記同期シンボルを発生する同期シンボル発生ステップと、
前記発生された同期シンボルと、入力信号の相関を演算する相関演算ステップと、

前記演算された相関から、相関量を演算する相関量演算ステップとを、

備える請求項 19 または 24 または 25 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 27】 前記インパルス応答推定ステップは、
前記同期シンボルの周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生ステップと、
前記高速フーリエ変換ステップの出力と、前記発生された同期シンボルの周波数領域の信号とを乗算する乗算ステップと、

前記乗算された出力信号を逆フーリエ変換する逆高速フーリエ変換ステップと、

前記逆高速フーリエ変換された出力から、相関量を演算する相関量演算ステップとを、

備える請求項 19 または 24 または 25 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 2 8】 前記相関量演算ステップは、入力される複素ベクトル (i , q) の絶対値を演算することを特徴とする請求項 2 6 または 2 7 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 2 9】 前記相関量演算ステップは、入力される複素ベクトル (i , q) から i の絶対値と q の絶対値の和を演算することを特徴とする請求項 2 6 または 2 7 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 3 0】 前記相関量演算ステップは、入力される複素ベクトル (i , q) から i の 2 乗と q の 2 乗の和を演算することを特徴とする請求項 2 6 または 2 7 に記載の OFDM 復調方法。

【請求項 3 1】 シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

前記 OFDM 信号を、第 2 の所定サンプル数だけ遅延させる第 2 遅延ステップと、

前記第 2 の所定サンプル数だけ遅延された信号と、前記 OFDM 信号とを乗算する第 2 乗算ステップと、

前記第 2 乗算ステップで乗算された出力を平均化する第 2 平均化ステップと、

前記第 2 平均化ステップで平均化された出力に基づいて周波数誤差を演算する第 2 周波数誤差演算ステップと、

前記第 2 乗算ステップで乗算された出力を平滑化する平滑化ステップと、

前記平滑化された出力の絶対値を演算する絶対値演算ステップと、

前記演算された絶対値の出力に基づいて、前記 OFDM 信号と前記第 2 遅延ステップで遅延れた信号の相関を検出する第 2 判定ステップと、

前記検出された相関に基づいて、前記第 2 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 2 ホールドステップと、

前記第 2 ホールドステップでホールドされた出力に基づいて、前記 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 2 周波数補正ステップとをさらに備え、

前記第 2 周波数補正ステップによって周波数ずれを補正された第 1 OFDM 信

号を入力とすることを特徴とする請求項 17, 18, 19, 24, 25, 26, 27, 28, 29 または 30 のいずれかに記載の OFDM 復調方法。

【請求項 32】 前記第 2 判定ステップは、前記絶対値演算ステップの出力を入力とし、入力値が一定の値になったことを検出して、入力値が前記一定の値の所定の割合になったことを検出することを特徴とする請求項 31 に記載の OFDM 復調方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重（以下「OFDM」という）伝送に用いる復調装置および復調方法に関し、特に同期技術に関するものである。

【0002】

【従来の技術】

近年、地上系デジタルテレビ放送や移動体通信などにおいて、OFDM 技術を用いた伝送方式が注目されている。OFDM 技術はマルチキャリア変調方式の一種で、送信データを隣接間で互いに直交する多数のサブキャリアに割り当てて伝送を行なう。この時、変調は逆フーリエ変換で一括して行なえる。OFDM 信号は、サブキャリアに分割された各々のデータ周期が長くなるため、マルチパスなどの遅延波の影響を受けがたい特徴を有している。OFDM による伝送は伝送シンボルを単位として行なう。伝送シンボルは逆フーリエ変換によって生成された有効シンボル期間とガードインターバルからなる。ガードインターバルは、有効シンボルの信号波形の一部を巡回的に繰り返したもので、遅延波の影響を更に軽減する。受信側ではこの伝送シンボルから有効シンボル期間を取り出し、フーリエ変換することで、各サブキャリアに分離し、送信データを再生する。

【0003】

ところで OFDM 信号はランダム雑音のような波形となるため、周波数同期やシンボル同期を取ることが難しい。周波数同期が取れないまま復調するとサブキャリア間の直交性がくずれて干渉が生じ、正しく送信データを再生できなくなる。また、シンボル同期が取れない、つまり伝送シンボルから有効シンボルを正確

に取り出せないと、シンボル間干渉を生じて正しく送信データを再生できなくなる。そこでOFDM伝送においては一般に複数の伝送シンボルでフレームを構成し、フレームの先頭に同期用の基準シンボルを付加して伝送する。

【0004】

従来、このような同期用の基準シンボルをもちいてシンボル同期をおこなうOFDM受信装置としては、特開平11-32025号公報「OFDM受信装置とその同期検出方法」に開示されている。これによれば同期用シンボルとしてチャープシンボルを用い、受信信号とチャープシンボルの相関係数を計算し、その最大値からシンボルタイミングを検出して同期の確立を行なっている。

【0005】

ところでマルチパスが発生すると、直接波と遅延波の合成波形を受信することになる。遅延波の遅延量がガードインターバル内におさまっていれば、直接波の有効シンボルのタイミングで有効シンボルを取り出すことにより、隣接シンボルの干渉のない区間を取り出すことができる。

【0006】

しかし遅延波の遅延量がガードインターバルを超えると、直接波の有効シンボルのタイミングで有効シンボルを取り出すと、隣接シンボルの干渉を受けてしまう。このように隣接シンボルの干渉を受けるような場合は、隣接シンボルの干渉が最も少なくなるように有効シンボルの取り出し区間を設定する必要がある。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】

従来のように同期用シンボルの相関係数の最大値からだけでは、ガードインターバルを超える遅延波があるときに、隣接シンボルの干渉が最も少なくなるようにシンボルタイミングを設定することはできなかった。

【0008】

また周波数ずれがある場合には、受信信号と同期用シンボルとの相関係数が小さくなり、同期用シンボルの検出がうまく行なえないといった問題もあった。

【0009】

またサンプリング周波数にずれが生じると、同期用シンボルの検出でシンボル

タイミングを設定した場合、伝送フレームの後ろの方の伝送シンボルではシンボルタイミングにずれが生じ、取り出す有効シンボル区間にずれが生じてしまう。

【 0 0 1 0 】

本発明は上記従来の課題を解決するもので、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、隣接シンボルの干渉が最も少なくなるようにシンボルタイミングを設定することを第 1 の目的とする。さらに本発明では周波数ずれがある場合に、同期用シンボルの検出が良好に行なえるように周波数ずれの補正を行なうことを第 2 の目的とする。

【 0 0 1 1 】

本発明の第 3 の目的はサンプリング周波数ずれが生じた場合でも、伝送フレーム内の伝送シンボルで取り出す有効シンボル区間にずれが生じないように、シンボルタイミングを補正することである。

【 0 0 1 2 】

本発明の第 4 の目的は、伝送フレーム内の伝送シンボルで取り出す有効シンボル区間にずれが生じた場合にも、基準シンボルから推定した伝送路情報をシンボルタイミングのずれに応じて補正することである。

【 0 0 1 3 】

【課題を解決するための手段】

上記のような目的を達成するために、本発明は、以下に示すような特徴を有している。

【 0 0 1 4 】

第 1 の発明は、伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を入力とする OFDM 復調装置であり、

OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、

OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定手段と、

インパルス応答推定手段の出力を、積分する積分手段と、

積分手段の出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定手段と、

第 1 判定手段の出力に基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを

発生する窓タイミング発生手段とを、

少なくとも備える。

【 0 0 1 5 】

上記のように第 1 の発明によれば、入力される OFDM 信号と同期シンボルとの相関値を演算し、その相関量を積分する。この積分値から同期シンボルの検出を行ない、フーリエ変換の窓タイミングを制御することで、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、同期シンボルを検出する度に、できるだけ多くの遅延波の電力ををガード内に吸収し、シンボル間干渉が最も少なくなるシンボルタイミングを設定することができる。

【 0 0 1 6 】

第 2 の発明は、シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる第 1 OFDM 信号を入力とする OFDM 復調装置であり、

第 1 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定手段と

インパルス応答推定手段の出力を、積分する積分手段と、

積分手段の出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定手段と、

第 1 OFDM 信号を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延手段と、

第 1 遅延手段で遅延された信号と、第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算手段と、

第 1 乗算手段の出力を平均化する第 1 平均化手段と、

第 1 平均化手段の出力に基づいて周波数誤差を演算する第 1 周波数誤差演算手段と、

第 1 判定手段の出力に基づいて、第 1 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 1 ホールド手段と、

第 1 ホールド手段からの出力に基づいて、第 1 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 1 周波数補正手段と、

第 1 周波数補正手段によって周波数ずれを補正された第 2 OFDM 信号を、フ

ーリエ変換するフーリエ変換手段と、

第1判定手段に基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生手段とを、

少なくとも備える。

【0017】

上記のように第2の発明によれば、入力されるOFDM信号と同期シンボルとの相関値を演算し、その相関量を積分する。この積分値から同期シンボルの検出を行ない、フーリエ変換の窓タイミングを制御することで、できるだけ多くの遅延波の電力をガード内に吸収し、シンボル間干渉が最も少なくなるシンボルタイミングを設定することができる。

【0018】

さらに遅延手段、乗算手段、平均化手段によって受信同期シンボルの位相回転の平均を求め、この平均位相回転量から周波数誤差演算手段によって周波数誤差を求め、周波数補正手段によってOFDM信号の周波数ずれを補正する。この周波数ずれを補正したOFDM信号を先に求めたシンボルタイミングでフーリエ変換することによって、周波数同期の取れたシンボルを復調することができる。

【0019】

第3の発明は、第1または第2の発明において、積分手段は、積分区間を前記ガード期間とし、入力に対して前記積分区間を順次ずらしながら積分することを特徴とする。

【0020】

第4の発明は、第3、第14、第15の発明において、インパルス応答推定手段は、同期シンボルを発生する同期シンボル発生手段と、同期シンボル発生手段の出力と、入力信号の相関を演算する相関演算手段と、相関演算手段の出力から、相関量を演算する相関量演算手段とを備える。

【0021】

第5の発明は、第3、第14、第15の発明において、インパルス応答推定手段は、同期シンボルの周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生手段と、高速フーリエ変換手段の出力と、同期シンボル発生器の出力とを乗算する乗算手段

と、乗算手段の出力信号を逆フーリエ変換する逆高速フーリエ変換手段と、逆高速フーリエ変換手段の出力から、相関量を演算する相関量演算手段とを備える。

【0022】

上記のように第5の発明によればOFDM信号と同期シンボルとの相関を演算する場合に、フーリエ変換により周波数領域に変換されたOFDM信号と、周波数領域の同期シンボル信号との乗算を行ない、さらに逆フーリエ変換をすることで相関値を求めることを特徴とする。

【0023】

第6の発明は、第4または第5の発明において、相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) の絶対値を演算することを特徴とする。

【0024】

第7の発明は、第4または第5の発明において、相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) から i の絶対値と q の絶対値の和を演算することを特徴とする。

【0025】

第8の発明は、第4または第5の発明において、相関量演算手段は、入力される複素ベクトル (i , q) から i の2乗と q の2乗の和を演算することを特徴とする。

【0026】

第9の発明は、第1から第8または第14、第15の発明において、
OFDM信号を、第2の所定サンプル数だけ遅延させる第2遅延手段と、
第2遅延手段で遅延された信号と、OFDM信号とを乗算する第2乗算手段と、
第2乗算手段の出力を平均化する第2平均化手段と、
第2平均化手段の出力に基づいて周波数誤差を演算する第2周波数誤差演算手段と、
第2乗算手段の出力を平滑化するフィルタ手段と、
フィルタ手段の出力の絶対値を演算する絶対値演算手段と、
絶対値演算手段の出力に基づいて、OFDM信号と第2遅延手段で遅延された

信号の相関を検出する第 2 判定手段と、

第 2 判定手段の出力に基づいて、第 2 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 2 ホールド手段と、

第 2 ホールド手段の出力に基づいて、OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 2 周波数補正手段とをさらに備える。

【 0 0 2 7 】

上記のように、第 9 の発明によれば、OFDM 信号と同期シンボルとの相関を演算する前に第 2 周波数補正手段によって周波数ずれを補正するため、同期シンボルの検出を更に精度よく行なえることを特徴とする。

【 0 0 2 8 】

第 1 0 の発明は、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を入力とする OFDM 復調装置であって、

OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、

フーリエ変換手段の出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出手段と、

パイロットキャリア抽出手段の出力から、パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算手段と、

位相変化演算手段の出力から、フーリエ変換手段を動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定手段と、

窓ずれ推定手段の出力と、シンボルタイミング信号とから、フーリエ変換手段を動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生手段とを、

少なくとも備える。

【 0 0 2 9 】

上記のように第 1 0 の発明によれば、フーリエ変換後のシンボルからパイロットキャリアを抽出し、その位相変化から、フーリエ変換時の窓タイミングのずれを推定し、窓タイミングを調整できる。よってサンプリング周波数ずれが存在する場合でも、シンボルタイミング同期が取れたシンボルの復調を行なうことができる。

【 0 0 3 0 】

第 1 1 の発明は、伝送フレーム毎に特定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を入力とする OFDM 復調装置であり、

OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換手段と、

基準シンボルを発生する基準シンボル発生手段と、

基準シンボル発生手段の出力と、フーリエ変換手段の出力から伝送路の推定を行なう伝送路推定手段と、

伝送路推定手段の出力に基づいて、フーリエ変換手段の出力を等化する等化手段と、

等化手段の出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出手段と、

パイロットキャリア抽出手段の出力から、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算手段と、

位相変化演算手段の出力から、フーリエ変換手段を動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定器と、

窓ずれ推定器の出力と、シンボルタイミング信号とから、フーリエ変換手段を動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生手段とを備える。

【 0 0 3 1 】

上記のように第 1 1 の発明によれば、受信した基準シンボルから伝送路の推定を行ない、OFDM 信号の等化を行なう。等化後のシンボルからパイロットキャリアを抽出し、その位相変化から、フーリエ変換時の窓タイミングのずれを推定し、窓タイミングを調整できる。よってサンプリング周波数ずれが存在する場合でも、シンボルタイミング同期が取れたシンボルの復調を行なうことができる。

【 0 0 3 2 】

第 1 2 の発明は、第 1 1 の発明において、位相変化演算手段の出力に基づいて、伝送路情報の位相ずれを推定する位相ずれ推定手段と、

位相ずれ推定手段の出力に基づいて、伝送路推定器の出力を補正する伝送路情報補正手段とを、

さらに備える。

【 0 0 3 3 】

上記のように第 1 2 の発明によれば、サンプリング周波数ずれが存在する場合、伝送路情報を推定する基準シンボルのフーリエ変換時の窓タイミングと、等化する OFDM 信号のフーリエ変換時の窓タイミングにずれが生じる。このずれはシンボル内の位相回転を生じるため、この位相変化で推定した伝送路情報を補正することで、等化の精度を上げることができる。

【 0 0 3 4 】

第 1 3 の発明は、第 1 2 の発明において、伝送路情報補正手段は、窓ずれ推定手段の出力タイミングに基づいて、伝送路情報の補正を行なうことを特徴とする。

【 0 0 3 5 】

第 1 4 の発明は、第 1 または第 2 の発明において、積分手段は、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答をもつことを特徴とする。

【 0 0 3 6 】

第 1 5 の発明は、第 1 または第 2 の発明において、積分手段は、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前では単調増加するような応答をもち、後ろでは単調減少するような応答をもつことを特徴とする。

【 0 0 3 7 】

第 1 6 の発明は、伝送フレーム毎に特定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定ステップと

、推定されたインパルス応答を、積分する積分ステップと、

積分された出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、

検出されたシンボルタイミングに基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生ステップとを、

備える。

【 0 0 3 8 】

第 1 7 の発明は、シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる第 1 OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

第 1 OFDM 信号から、インパルス応答を推定するインパルス応答推定ステップと、

推定されたインパルス応答を、積分する積分ステップと、

積分された出力に基づいて、シンボルタイミングを検出する第 1 判定ステップと、

第 1 OFDM 信号を、第 1 の所定サンプル数だけ遅延させる第 1 遅延ステップと、

遅延された信号と、第 1 OFDM 信号とを乗算する第 1 乗算ステップと、

乗算された出力を平均化する第 1 平均化ステップと、

平均化された出力に基づいて周波数誤差を演算する第 1 周波数誤差演算ステップと、

検出されたシンボルタイミングに基づいて、周波数誤差を保持する第 1 ホールドステップと、

ホールドした出力に基づいて、第 1 OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 1 周波数補正ステップと、

周波数ずれを補正された第 2 OFDM 信号を、フーリエ変換するフーリエ変換ステップと、

検出されたシンボルタイミングに基づいて、前記フーリエ変換を動作させるタイミングを発生する窓タイミング発生ステップとを備える。

【 0 0 3 9 】

第 1 8 の発明は、第 1 6 または第 1 7 の発明において、積分ステップは、積分区間を前記ガード期間とし、入力に対して前記積分区間を順次ずらしながら積分することを特徴とする。

【 0 0 4 0 】

第 1 9 の発明は、第 1 8 または第 2 9 または第 3 0 に発明において、インパルス応答推定ステップは、

同期シンボルを発生する同期シンボル発生ステップと、
発生された同期シンボルと、入力信号の相関を演算する相関演算ステップと、
演算された相関から、相関量を演算する相関量演算ステップとを備える。

【 0 0 4 1 】

第 2 0 の発明は、第 1 8 または第 2 9 または第 3 0 の発明において、インパルス応答推定ステップは、

同期シンボルの周波数領域の信号を発生する同期シンボル発生ステップと、
高速フーリエ変換ステップの出力と、発生された同期シンボルの周波数領域の
信号とを乗算する乗算ステップと、

乗算された出力信号を逆フーリエ変換する逆高速フーリエ変換ステップと、
逆高速フーリエ変換された出力から、相関量を演算する相関量演算ステップと
を備える。

【 0 0 4 2 】

第 2 1 の発明は、第 1 9 または第 2 0 の発明において、相関量演算ステップは
、入力される複素ベクトル (i , q) の絶対値を演算することを特徴とする。

【 0 0 4 3 】

第 2 2 の発明は、第 1 9 または第 2 0 の発明において、相関量演算ステップは
、入力される複素ベクトル (i , q) から i の絶対値と q の絶対値の和を演算す
ることを特徴とする。

【 0 0 4 4 】

第 2 3 の発明は、第 1 9 または第 2 0 の発明において、相関量演算ステップは
、入力される複素ベクトル (i , q) から i の 2 乗と q の 2 乗の和を演算すること
を特徴とする。

【 0 0 4 5 】

第 2 4 の発明は、第 1 6 から第 2 3 および第 2 9, 第 3 0 の発明において、
シンボル内で 2 回以上の周期的な信号が伝送されている所定の同期シンボルを

伝送フレーム毎に含み、有効シンボル期間とガード期間で構成されるデータシンボルからなる OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

OFDM 信号を、第 2 の所定サンプル数だけ遅延させる第 2 遅延ステップと、
第 2 の所定サンプル数だけ遅延された信号と、OFDM 信号とを乗算する第 2 乗算ステップと、

第 2 乗算ステップで乗算された出力を平均化する第 2 平均化ステップと、

第 2 平均化ステップで平均化された出力に基づいて周波数誤差を演算する第 2 周波数誤差演算ステップと、

第 2 乗算ステップで乗算された出力を平滑化する平滑化ステップと、

平滑化された出力の絶対値を演算する絶対値演算ステップと、

演算された絶対値の出力に基づいて、OFDM 信号と第 2 遅延ステップで遅延された信号の相関を検出する第 2 判定ステップと、

検出された相関に基づいて、第 2 周波数誤差演算手段の出力を保持する第 2 ホールドステップと、

第 2 ホールドステップでホールドされた出力に基づいて、OFDM 信号の周波数ずれを補正する第 2 周波数補正ステップとをさらに備え、

第 2 周波数補正ステップによって周波数ずれを補正された第 1 OFDM 信号を入力とすることを特徴とする。

【 0 0 4 6 】

第 2 5 の発明は、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てた OFDM 信号を復調する OFDM 復調方法であって、

OFDM 信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

フーリエ変換された出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出ステップと、

抽出されたパイロットキャリアから、前記パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算ステップと、

演算された位相変化から、前記フーリエ変換ステップを動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定ステップと、

推定された窓信号のずれと、シンボルタイミング信号とから、前記フーリエ変

換ステップを動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生ステップとを、
備えることを特徴とする。

【0047】

第26の発明は、伝送フレーム毎に所定の基準シンボルを含み、複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てたOFDM信号を復調するOFDM復調方法であって、

OFDM信号をフーリエ変換する、フーリエ変換ステップと、

基準シンボルを発生する基準シンボル発生ステップと、

発生した基準シンボルと、フーリエ変換手段の出力から伝送路情報の推定を行なう伝送路推定ステップと、

推定した伝送路情報に基づいて、フーリエ変換された出力を等化する等化ステップと、

等化された出力から、パイロットキャリアを取り出すパイロットキャリア抽出ステップと、

抽出されたパイロットキャリアから、パイロットキャリアの位相変化を演算する位相変化演算ステップと、

演算された位相変化から、フーリエ変換ステップを動作させるタイミングを示す窓信号のずれを推定する窓ずれ推定ステップと、

推定された窓信号のずれと、シンボルタイミング信号とから、フーリエ変換ステップを動作させる窓信号を発生する窓タイミング発生ステップとを、

備えることを特徴とする。

【0048】

第27の発明は、第26の発明において、演算された位相変化に基づいて、伝送路情報の位相ずれを推定する位相ずれ推定ステップと、

推定された位相ずれに基づいて、伝送路情報の出力を補正する伝送路情報補正ステップとを、

さらに備えることを特徴とする。

【0049】

第28の発明は、第27の発明において、伝送路情報補正ステップは、窓ずれ

推定ステップの出力タイミングに基づいて、伝送路情報の補正を行なうことを特徴とする。

【0050】

第29の発明は、第16または第17の発明において、積分ステップは、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前後にも応答をもつことを特徴とする。

【0051】

第30の発明は、第16または第17の発明において、積分ステップは、ガード期間長の矩形のインパルス応答の前では単調増加するような応答をもち、後ろでは単調減少するような応答をもつことを特徴とする。

【0052】

第31の発明は、第9の発明において、第2判定手段は、絶対値演算手段の出力を入力とし、入力値が一定の値になったことを検出して、入力値が前記一定の値の所定の割合になったことを検出することを特徴とする。

【0053】

第32の発明は、第24の発明において、第2判定ステップは、絶対値演算ステップの出力を入力とし、入力値が一定の値になったことを検出して、入力値が前記一定の値の所定の割合になったことを検出することを特徴とする。

【0054】

【発明の実施の形態】

(第1の実施形態)

図1を参照して、本発明の第1実施形態にかかるOFDM復調装置について説明する。本実施形態にかかるOFDM復調装置はA/D変換器101、直交検波器102、高速フーリエ変換器103、データ復調器104、シンボルタイミング同期器111を有する。シンボルタイミング同期器111は、インパルス応答推定器112、積分器108、タイミング判定器109、FFT窓発生器110を有する。インパルス応答推定器112は相関器105、同期シンボル発生器106、相関量演算器107を有する。

【0055】

入力された信号はチューナ（図示せず）によって希望する周波数帯域を選択し

、中間周波数帯に変換される。中間周波数帯に変換された入力信号はA/D変換器101によって時系列のデジタルデータに変換される。さらに直交検波器102によって直交検波され、基底周波数帯の信号に変換される。基底周波数帯の信号は高速フーリエ変換器103に入力される。ここで、シンボルタイミング同期器111によってシンボルタイミングを検出し、伝送シンボルから有効シンボルを取りだし、フーリエ変換を行ない、各サブキャリアに分離される。各サブキャリアに分離された信号はデータ復調器104によって復調され、送信データが再生される。

【0056】

図4に本実施形態で入力されるOFDM信号を示す。1フレームは同期シンボルとM個のデータシンボルからなる。各伝送シンボルは有効シンボル期間とガードインターバルからなる。ガードインターバルは、有効シンボルの信号波形の一部を巡回的に繰り返したものである。同期用シンボルとしては、強い自己相関性をもつチャープ信号などを用いることができる。また、所定のサブキャリアに所定のベクトルを割り当てた信号を用いてもよい。さらにシンボル期間内で2回以上の周期的な信号が伝送されるような信号を用いてもよい。

【0057】

なお同期シンボルは伝送フレームの先頭に入ればよい。さらに、伝送フレーム中に複数の同期シンボルを含んでもよい。伝送フレーム中で、同期シンボルを所定の間隔で挿入し、同期シンボルを検出する度に同期を掛け直せばさらに復調の精度を上げることができる。

【0058】

図5にマルチパスが生じたときの入力信号の様子を示す。図5(A)は遅延波がガードインターバル期間内に収まっている場合である。この時、復調装置への入力信号は直接波と遅延波の合成波となる。この合成波の図のうち、斜線部はシンボル間干渉が生じている部分である。復調する場合は、シンボル間干渉が生じていない部分から有効シンボル期間を取り出す必要がある。

【0059】

また図5(B)は遅延波がガードインターバル期間を超えた場合である。この

場合は有効シンボル期間にシンボル間干渉が生じる。復調する場合は、シンボル間干渉の影響がもっとも小さくなるように有効シンボル期間を取り出す必要がある。

【 0 0 6 0 】

このような信号が入力されたときに本実施例においてシンボル同期器 1 1 1 の動作について説明する。まず直交検波器 1 0 2 によって基底周波数帯に変換された信号は相関器 1 0 5 に入力され、同期シンボル発生器 1 0 6 の出力との相関値を演算する。

【 0 0 6 1 】

同期シンボル発生器は送信側で発生した同期シンボル波形を発生するものである。同期シンボル発生器は、たとえばメモリ回路で実現できる。送信側で発生する所定の同期シンボル波形をあらかじめメモリ回路に保持しておき、それを読み出すことで実現できる。

【 0 0 6 2 】

相関器 1 0 5 では入力信号と所定の同期シンボル信号を積和演算することによって相関ベクトルを演算する。

【 0 0 6 3 】

伝送フレーム中に同期シンボルが所定間隔で挿入されている場合は、すでに検出した同期シンボルのタイミングから、次の同期シンボル位置をあらかじめ予測し、その前後所定の範囲だけ相関器 1 0 5 を動作させて、相関ベクトルを演算させることもできる。

【 0 0 6 4 】

なお相関器 1 0 5 は図 7 に示すような構成としてもよい。図 7 において入力信号は高速フーリエ変換器 1 0 3 により周波数領域の信号に変換される。同期シンボル発生器 1 0 6 では送信側で発生した同期シンボルの周波数領域の信号を発生する。乗算器 7 0 1 は周波数領域に変換された入力信号と周波数領域の同期シンボル信号の乗算を行なう。乗算器 7 0 1 の出力は逆高速フーリエ変換器 7 0 2 によって逆フーリエ変換される。この逆フーリエ変換の出力は入力信号と同期シンボルの相関ベクトルに相当する。

【0065】

さらに逆高速フーリエ変換器702と高速フーリエ変換器103とは同じ回路構成で実現できる。よって逆高速フーリエ変換器702のかわりに高速フーリエ変換器103を用いて乗算器701の出力の逆フーリエ変換を行なうこともできる。このようにすれば回路規模を小さくすることができる。

【0066】

相関量演算器107により、相関器105の出力ベクトルの大きさが演算される。この出力ベクトルを(i , q)とすると、 i の2乗と q の2乗の和を演算すればよい。あるいは近似値として出力ベクトルの絶対値を求めてもよい。また i の絶対値と q の絶対値の和を演算してもよい。

【0067】

相関量演算器107からの出力は、積分器108により積分される。このとき、積分区間幅はガードインターバルの時間幅とし、これを入力に対して順次ずらしながら積分を行なう。図12に積分器の出力の様子を示す。インパルス状の信号が入力された場合、所定の積分区間幅を入力に対して順次ずらしながら積分を行なうと、図12(a)のように積分区間幅を持つ矩形の出力が得られる。

【0068】

なお、積分としては図12(a)のように積分区間幅の矩形応答を示すような積分のほかにも、積分区間幅の矩形応答の前後にも応答をもつような積分を用いてもよい。さらに図12(b)のように積分区間幅の矩形応答より前では単調増加するような応答、後ろでは単調減少するような応答をもつ積分を用いてもよい。

【0069】

このようにして積分された信号は、タイミング判定器109に入力される。タイミング判定器109では、同期シンボルの開始または終了タイミングの判定を行なう。この判定は入力される積分された相関量が最大値をとるタイミングを検出することで行なうことができる。

【0070】

ここでタイミング判定の動作を図10および図11を参照して説明する。図1

0 (A) は直接波のみが入力された場合を示している。この直接波と同期シンボルとの相関値は図のように同期シンボルの先頭に現れる。これをガード期間の幅で積分すると図のような矩形の積分値が得られる。この積分値の最大値の区間 (a) の範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすればシンボル間干渉が起こらずに復調することができる。たとえば最大値の区間 (a) の最後端のタイミングをシンボルタイミングとすると好ましい。

【0071】

図10 (B) はマルチパスが生じた場合のタイミング判定の動作を示している。ここでは直接波と遅延波の2波があり、その合成波が入力される。このとき遅延波は直接波よりも電力が小さい。また合成波の斜線部ではシンボル間干渉が生じている。

【0072】

この合成波と同期シンボルの相関値は図のように直接波の先頭と遅延波の先頭に、それぞれの電力に比例した値が現れる。これをガード期間の幅で積分すると、最大値の区間は (b) のようになる。図10 (A) の場合と同様、この (b) の範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすればシンボル間干渉が起こらずに復調することができる。たとえば最大値の区間 (b) の最後端のタイミングをシンボルタイミングとすると好ましい。

【0073】

図11 はマルチパスが生じ、ガード期間におさまらない遅延波が生じた場合のタイミング判定の動作を示している。ここでは遅延波1、遅延波2、直接波の順で電力が大きい。この場合、合成波の斜線部が示すシンボル間干渉の区間が広がっている。

【0074】

この合成波と同期シンボルの相関値は図のようにそれぞれの波の先頭に、それぞれの電力に比例した値が現れる。これをガード期間の幅で積分すると、最大値の区間は (c) のようになる。ガード期間におさまらない遅延波が生じた場合は、シンボルタイミングをどのように設定してもシンボル間干渉が生じてしまう。しかし (c) の範囲内の任意のタイミングをシンボルタイミングとすれば、シン

ボル間干渉の影響をもっとも小さくすることができる。(c)の範囲内でシンボルタイミングを設定し、このシンボルタイミングを先頭として有効シンボル期間を取り出すと、有効シンボル期間の後端部にはシンボル間干渉が生じているが、このシンボル間干渉はもっとも電力の小さい直接波によるものなので、その影響はもっとも小さくなる。

【0075】

図15はガード期間におさまらない遅延波が生じた場合を示している。前述したようにガード期間で相関値を積分すると、ガード幅積分値(1)のようになる。この場合、最大値の区間は(d)であるが、シンボル間干渉の影響を少なくするには(d)の後端部にシンボルタイミングを設定する方が好ましい。

【0076】

ここで前述した図12(b)のような積分区間幅の矩形応答より前では単調増加するような応答、後ろでは単調減少するような応答をもつ積分を用いると、その出力は図15のガード幅積分値(2)のようになる。この場合は最大値となるタイミングは(e)となる。

【0077】

よってガード期間におさまらない遅延波が生じるような場合にも、シンボル間干渉の影響をより少なくするようなシンボルタイミングを設定することできる。

【0078】

タイミング判定器109で得られた、同期シンボルの開始または終了タイミングはFFT窓発生器110に入力される。FFT窓発生器では同期シンボルの開始または終了タイミングから、各伝送シンボルの有効シンボル期間を取り出すためのFFT窓信号を発生する。送信時の伝送シンボル時間幅、つまりガードインターバル時間幅および有効シンボル時間幅は既知であるので、受信信号の同期シンボルの開始または終了タイミングが検出できれば、各伝送シンボルの区切りを検出でき、有効シンボル期間のタイミングに相当するFFT窓信号を発生できる。

【0079】

これらの演算はたとえばDSPなどを用いることで実現することができる。さらにこれらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

【0080】

(第2の実施形態)

図2を参照して、本発明の第2実施形態にかかるOFDM復調装置について説明する。本実施形態にかかるOFDM復調装置はA/D変換器101、直交検波器102、高速フーリエ変換器103、データ復調器104、シンボルタイミング同期器111を有する。これらは図1に示した第一実施形態と同様の動作を行なう。

【0081】

本実施形態では、さらに第1周波数同期器207を有する。第1周波数同期器は遅延器201、乗算器202、平均化器203、周波数誤差演算器204、ホールド器205、周波数補正器206を有する。

【0082】

第1周波数同期器の動作について説明する。ここでは入力される同期シンボルから周波数ずれを推定し、その補正を行なう。まず直交検波器102によって基底周波数帯に変換された信号は遅延器201に入力し、所定サンプル数だけ遅延する。乗算器202で直交検波器102の出力信号と、遅延器201で遅延された信号の複素共役を乗算し、これらの信号間の位相差ベクトルを求める。遅延器で遅延するサンプル数は同期シンボルの特徴によってきめる。たとえば、同期シンボルにガードインターバルを付加している場合は、遅延サンプル数を有効シンボルサンプル数とすればよい。ガードインターバルは有効シンボルを巡回的に繰り返したものであるため、有効サンプル数遅延したものを乗算することで、同じ波形間の位相差ベクトルを演算することになる。周波数ずれが存在する場合、伝送シンボルの前半部と後半部で位相差が生じるため、これを検出することで周波数誤差を推定することができる。

【0083】

また同期シンボル内で2回以上周期的な信号が伝送されている場合は、その信

号の 1 周期を遅延サンプル数とすることができる。たとえば同期シンボル内同じ波形が 2 周期現れるような場合、1 周期が N サンプルであるとする、遅延器 2 0 1 の遅延サンプル数を N とすればよい。これにより、乗算器 2 0 2 では同じ波形間の位相差ベクトルを求めることができる。

【 0 0 8 4 】

乗算器 2 0 2 でもとめた同じ波形間の位相差ベクトルは平均化器 2 0 3 で平均化する。このとき、遅延器 2 0 1 で設定したサンプル数の区間で移動平均を求めればよい。これにより所定サンプル間の平均位相差ベクトルが求まる。

【 0 0 8 5 】

なお同期シンボル内に繰り返し現れる波形の周期を長くすればさらに平均位相差の精度を上げることができる。

【 0 0 8 6 】

平均化器 2 0 3 でもとめた平均位相差ベクトルを周波数誤差演算器 2 0 4 に入力し、周波数誤差をもとめる。入力された平均位相差ベクトルのアークタンジェントを求め、周波数誤差信号を出力する。

【 0 0 8 7 】

周波数誤差演算器 2 0 4 でもとめた周波数誤差信号はホールド器 2 0 5 でホールドする。タイミング判定器 1 0 9 から出力される同期シンボルの終了タイミングで周波数誤差信号をホールドすることで、同期シンボルから求めた周波数誤差信号を、それ以降のデータシンボルの周波数補正に用いる。

【 0 0 8 8 】

周波数補正器 2 0 6 では、ホールド器 2 0 5 でホールドされた周波数誤差に基づき、入力信号の周波数補正を行なう。周波数補正は、周波数誤差に応じた複素正弦波を入力信号に乗算することで実現できる。

【 0 0 8 9 】

このようにして周波数補正した信号を高速フーリエ変換器 1 0 3 でフーリエ変換し、データ復調器 1 0 4 で送信データの再生を行なう。

【 0 0 9 0 】

以上説明したように本実施例によれば第 1 の実施例と同様、シンボル間干渉が

最も少なくなるようにシンボルタイミングを検出して復調することができる。さらに同じ同期シンボルを用いて周波数ずれの補正も行なえるため、さらに復調精度を上げることができる。

【0091】

これらの演算はたとえばDSPなどを用いることで実現することができる。さらにこれらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

【0092】

(第3の実施形態)

図3を参照して、本発明の第3実施形態にかかるOFDM復調装置について説明する。本実施形態にかかるOFDM復調装置はA/D変換器101、直交検波器102、高速フーリエ変換器103、データ復調器104、シンボルタイミング同期器111、第1周波数同期器207を有する。これらは図2に示した第二実施形態と同様の動作を行なう。

【0093】

本実施形態では、さらに遅延器301、乗算器302、平均化器303、周波数誤差演算器304、ホールド器305、フィルタ306、絶対値演算器307、タイミング判定器308、第2周波数補正器309を有する。

【0094】

図6に本実施形態で入力する信号形態を示す。図6で同期シンボル2は、シンボルタイミング同期器111および第1周波数同期器207で使用する同期シンボルである。同期シンボル1は本実施形態で使用する同期シンボルである。

【0095】

同期シンボル1はシンボル期間内に同じ波形が周期的に繰り返されるような信号を用いればよい。たとえば他の伝送シンボルと同様有効シンボル期間にガードインターバルを付加したシンボルを用いることができる。また有効シンボル期間内で同じ波形が周期的に繰り返されるような信号を用いることができる。さらに好適にはシンボル内の波形の繰り返し周期が同期シンボル2内の繰り返し周期よりも短いものを用いることができる。

【0096】

本実施形態では入力される同期シンボル1から周波数ずれを推定し、その補正を行なう。

【0097】

その後、同期シンボル2を用いてシンボルタイミング同期および第1周波数同期を行なうことで、さらに同期シンボル2の検出精度をあげることができる。

【0098】

まず直交検波器102によって基底周波数帯に変換された信号は遅延器301に入力し、所定サンプル数だけ遅延する。乗算器302で直交検波器102の出力信号と、遅延器301で遅延された信号の複素共役を乗算し、これらの信号間の位相差ベクトルを求める。遅延器で遅延するサンプル数は同期シンボル1の特徴によってきめる。たとえば、同期シンボル1にガードインターバルを付加している場合は、遅延サンプル数を有効シンボルサンプル数とすればよい。ガードインターバルは有効シンボルを巡回的に繰り返したものであるので、有効サンプル数遅延したものを乗算することで、同じ波形間の位相差ベクトルを演算することになる。周波数ずれが存在する場合、伝送シンボルの前半部と後半部で位相差が生じるため、これを検出することで周波数誤差を推定することができる。

【0099】

また同期シンボル1内で波形が周期的に繰り返される場合は、その1周期を遅延サンプル数とすることができる。たとえば同期シンボル1内同じ波形が2周期現れるような場合、1周期がNサンプルであるとする、遅延器201の遅延サンプル数をNとすればよい。これにより、乗算器302では同じ波形間の位相差ベクトルを求めることができる。

【0100】

乗算器302でもとめた同じ波形間の位相差ベクトルは平均化器303で平均化する。このとき、遅延器301で設定したサンプル数の区間で移動平均を求めればよい。これにより所定サンプル間の平均位相差ベクトルが求まる。

【0101】

本実施例においては同期シンボル1はシンボル内の波形の繰返し周期が同期シ

ンボル 2 内の繰返し周期よりも短いものを用いることが好ましい。シンボル内の波形の繰返し周期が短ければ遅延器 3 0 1 での遅延サンプル数が少なくでき、より早く周波数誤差の推定を行なうことができる。

【 0 1 0 2 】

また、同期シンボル 1 と同期シンボル 2 を同じ波形としてもよい。この場合、第 1 周波数同期器 2 0 7 の遅延器 2 0 1 の遅延量を伝送シンボルサンプル数とするとより多くのサンプル数で位相差ベクトルを求められるので、周波数誤差推定の精度をさらに上げることできる。

【 0 1 0 3 】

平均化器 3 0 3 でもとめた平均位相差ベクトルを周波数誤差演算器 3 0 4 に入力し、周波数誤差をもとめる。入力された平均位相差ベクトルのアークタンジェントを求め、周波数誤差信号を出力する。

【 0 1 0 4 】

周波数誤差演算器 3 0 4 でもとめた周波数誤差信号はホールド器 3 0 5 でホールドする。ホールドするタイミングはタイミング判定器 3 0 8 から出力される。

【 0 1 0 5 】

フィルタ 3 0 6、絶対演算器 3 0 7、タイミング判定器 3 0 8 では同期シンボル 1 の終了タイミングを検出する。

【 0 1 0 6 】

乗算器 3 0 2 で出力された同期シンボル 1 内の位相差ベクトルはフィルタ 3 0 6 で平滑化される。平滑化された位相差ベクトルを絶対演算器 3 0 7 に入力し、その大きさを求める。絶対値演算器 3 0 7 で求めた位相差ベクトルの大きさはタイミング判定器 3 0 8 に入力される。

【 0 1 0 7 】

タイミング判定器 3 0 8 では位相差ベクトルの大きさから同期シンボル 1 の終了タイミングを判定する。同期シンボル 1 内では、位相差ベクトルは一定になるが、他のシンボル期間に入ると位相差ベクトルはランダムな値になる。タイミング判定器 3 0 8 では所定の期間位相差ベクトルの大きさが一定の値になることを検出し、位相差ベクトルの大きさが変化を始めるタイミングを、同期シンボル 1

の終了タイミングとして出力する。

【0 1 0 8】

これはたとえば、入力された値と 1 サンプル前の値の差分を求め、その差分が所定の閾値を超えたことを判定することで実現できる。

【0 1 0 9】

あるいは入力が一定の値になったことを検出し、その値を保持する。入力値が保持している値の所定の割合（たとえば 8 0 %）に下がった時点を判定することで実現できる。

【0 1 1 0】

同期シンボル 1 の終了タイミングで周波数誤差信号をホールドすることで、同期シンボル 1 から求めた周波数誤差信号を、それ以降のシンボルの周波数補正に用いる。

【0 1 1 1】

周波数補正器 3 0 9 では、ホールド器 3 0 5 でホールドされた周波数誤差に基づき、入力信号の周波数補正を行なう。周波数補正は、周波数誤差に応じた複素正弦波を入力信号に乗算することで実現できる。

【0 1 1 2】

このようにして周波数補正した信号をシンボルタイミング同期器 1 1 1 および第 1 周波数同期器 2 0 7 に入力する。これにより第 2 周波数補正器で周波数補正された同期シンボル 2 を用いてシンボルタイミング同期および周波数補正を行なう。第 1 周波数同期器の出力を高速フーリエ変換器 1 0 3 でフーリエ変換し、データ復調器 1 0 4 で送信データの再生を行なう。

【0 1 1 3】

以上説明したように本実施例によれば第 2 の実施例と同様、シンボル間干渉が最も少なくなるようにシンボルタイミングを検出して復調することができる。シンボルタイミング同期用の同期シンボル 2 を用いて周波数ずれの補正も行なえるため、復調精度を上げることができる。

【0 1 1 4】

さらに同期シンボル 1 を用いて、周波数補正を行なった後、シンボルタイミン

グ同期部に信号を入力することで、同期シンボル 2 の検出精度を上げることができる。

【0 1 1 5】

また同期シンボル 1 に繰返し周期の短い波形をもちいればより高速に周波数同期を行なうことができる。

【0 1 1 6】

これらの演算はたとえばDSPなどを用いることで実現することができる。さらにこれらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

【0 1 1 7】

(第 4 の実施形態)

図 8 を参照して、本発明の第 4 実施形態にかかる OFDM 復調装置について説明する。本実施形態にかかる OFDM 復調装置は、高速フーリエ変換器 1 0 3、データ復調器 1 0 4、FFT 窓発生器 1 1 0、等化器 8 0 1、伝送路推定器 8 0 2、基準シンボル発生器 8 0 3、パイロットキャリア抽出器 8 0 4、位相変化演算器 8 0 5、窓ずれ推定器 8 0 6 を有する。

【0 1 1 8】

図 1 3 に本実施形態で入力する信号形態を示す。同期シンボルで検出されたシンボルタイミングによってそれ以降のシンボルの復調を行なう。基準シンボルは既知のシンボルであり、これを用いて伝送路情報の推定を行ない、以降のシンボルの等化を行なう。

【0 1 1 9】

なお基準シンボルは既知のシンボルであればよいので、同期シンボルと兼用し、同期シンボルを基準シンボルとして用いてもよい。

【0 1 2 0】

同期シンボルで検出されたシンボルタイミング信号に基づいて、FFT 窓発生器 1 1 0 は高速フーリエ変換器 1 0 3 を動作させるタイミングである窓信号を発生する。高速フーリエ変換器 1 0 3 は窓信号に基づいて、入力信号の有効シンボル期間をフーリエ変換し、周波数領域の信号に変換する。

【0 1 2 1】

周波数領域信号に変換された各シンボルは等化器 8 0 1 と伝送路推定器 8 0 2 に入力される。伝送路推定器 8 0 2 では基準シンボルの信号から伝送路のインパルス応答である伝送路情報の推定を行なう。

【0 1 2 2】

送信信号を $x(t)$ 、伝送路特性を $h(t)$ 、受信信号を $r(t)$ とすると、これらの信号には次のような関係がある。

【0 1 2 3】

$$R(k) = H(k) \cdot X(k)$$

ただし、 $R(k)$ 、 $H(k)$ 、 $X(k)$ は $r(t)$ 、 $h(t)$ 、 $x(t)$ のフーリエ変換である。よって伝送路特性の推定は $X(k)$ が既知であれば、

$$H(k) = R(k) / X(k)$$

によって行なうことができる。

【0 1 2 4】

基準シンボル発生器 8 0 3 は、既知の基準シンボルの周波数領域の信号 $X_{ref}(k)$ を発生する。基準シンボル発生器は、たとえばメモリ回路で実現できる。送信側で発生する所定の基準シンボルの周波数領域信号をあらかじめメモリ回路に保持しておき、それを読み出すことで実現できる。

【0 1 2 5】

伝送路推定器 8 0 2 では、受信した基準シンボルの周波数領域の信号 $R_{ref}(k)$ を基準シンボル発生器 8 0 3 の発生する信号 $X_{ref}(k)$ で割り算することで、伝送路特性 $H(k)$ を推定する。

【0 1 2 6】

データシンボルの送信信号を $X_{data}(k)$ 、受信信号を $R_{data}(k)$ 、伝送路特性を $H'(k)$ とすると、以下のような関係となる。

【0 1 2 7】

$$R_{data}(k) = H'(k) \cdot X_{data}(k)$$

ここで基準シンボルから推定した $H(k)$ が $H'(k)$ とほぼ等しいとすれば、 $R_{data}(k)$ を $H(k)$ で割り算することで送信信号 $X_{data}(k)$ を

再生することができる。

【 0 1 2 8 】

等化器 8 0 1 では伝送路推定器 8 0 2 で推定した伝送路特性 $H(k)$ で、データシンボルの受信信号 $Rdata(k)$ を割り算して、等化を行なう。

【 0 1 2 9 】

ところで、送受間でサンプリング周波数にずれが生じると、シンボルタイミングにずれが生じる。これを図 1 4 を参照して説明する。

【 0 1 3 0 】

図 1 4 において伝送シンボルは L サンプルのガードインターバルと M サンプルの有効シンボル期間からなり、これらの伝送シンボルが S 個からなる伝送フレームが伝送されたとする。

【 0 1 3 1 】

受信側では同期シンボルを検出して、各伝送シンボルの有効シンボル期間を示す窓タイミング信号を発生する。このとき、ガードインターバルのサンプル数 L と有効シンボル期間のサンプル数 M は既知であるため、同期シンボルの検出タイミングを先頭として、 L サンプル期間は Low 、その後 M サンプル期間は $High$ となる波形を繰り返し発生し、これを窓タイミング信号とする。

【 0 1 3 2 】

ここでサンプリング周波数が送受間でずれていると、送信側での 1 サンプルの時間幅 T と受信側の 1 サンプルの時間幅 T' に差が生じる。よって同じサンプル数 M でもその時間は送信側では $M \cdot T$ 、受信側では $M \cdot T'$ となり時間幅がずれる。このため、受信信号に対して、窓タイミング信号にずれが生じ、伝送フレームの後ろに行けばいくほどそのずれは蓄積されて大きくなる。

【 0 1 3 3 】

窓タイミングにずれが生じると、周波数領域に変換した信号はシンボル内で位相回転を生じる。この時受信信号 $R(k)$ は

$$R(k) = H(k) \cdot X(k) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N)$$

となる。ただし、 N は FFT ポイント数（有効シンボル期間サンプル数）、 k はサブキャリア周波数、 Δt は窓タイミングずれを示す。

【0134】

よって基準シンボルによって推定した伝送路特性 $H(k)$ で $R(k)$ を割り算して等化しても、窓タイミングずれ Δt による位相回転の項は残ってしまう。等化後の受信信号を $R'(k)$ とすると

$$R'(k) = X(k) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N)$$

となる。

【0135】

ここで伝送シンボル内の複数の所定サブキャリアに基準位相となる既知のパイロットキャリアを割り当てる。送信信号 $X(k)$ のうち複数の所定サブキャリア $k = k_0, k_1 \dots k_n$ を既知とする。パイロットキャリアは、たとえば一定周波数間隔のサブキャリア k に割り当てられる。あるいは所定の不等間隔のサブキャリア k に割り当ててもよい。さらに所定の不等間隔を PN 系列で規定してもよい。

【0136】

パイロットキャリア $X(k)$ ($k = k_0, k_1 \dots k_n$) が既知であるので、受信パイロットキャリア $R'(k)$ ($k = k_0, k_1 \dots k_n$) との位相差 $\Phi(k)$ を求めると、

$$\Phi(k) = -2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N \quad (k = k_0, k_1 \dots k_n)$$

となる。このサブキャリア k に対する位相差 Φ の変化をもとめれば窓タイミングずれ Δt を推定することができる。

【0137】

よってパイロットキャリア抽出器 804 は、等化器 801 で等化された受信信号から、パイロットキャリアを取り出す。取り出されたパイロットキャリアは位相変化演算器 805 に入力される。位相変化演算器 805 ではパイロットキャリアの位相を求め、サブキャリア k に対する位相変化量を求める。求められた位相変化量は窓ずれ推定器 806 に入力される。

【0138】

窓ずれ推定器 806 では、シンボル内のサブキャリア k に対する位相変化量から窓タイミングずれ Δt を推定する。

【0139】

推定した窓タイミングずれは、FFT窓発生器110に入力する。FFT窓発生器110では窓タイミングずれ信号に基づいて、窓タイミング信号の発生タイミングを調節する。

【0140】

また、窓ずれによる影響はつぎのようにして補正してもよい。図9は図8に伝送路情報補正器901と位相ずれ推定器902をさらに追加したものである。位相変化演算器805は図8と同様サブキャリア k に対する位相変化 $\Phi(k)$ を求める。

【0141】

$$\Phi(k) = -2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N$$

位相ずれ推定器902は、この位相変化 $\Phi(k)$ から以下の値を演算し、位相ずれ $P(k)$ を推定する。

【0142】

$$P(k) = \exp(\Phi(k)) = \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N)$$

伝送路情報補正器901はこの $P(k)$ を推定した伝送路情報 $H(k)$ に乗算して、補正した伝送路情報 $H_p(k)$ を演算する。

【0143】

$$H_p(k) = H(k) \cdot P(k)$$

等化器801ではこの補正された伝送路情報 $H_p(k)$ で受信信号 $R(k)$ を割り算することで等化を行なう。

【0144】

$$R(k) = H(k) \cdot X(k) \cdot \exp(-j \cdot 2\pi \cdot k \cdot \Delta t / N)$$

$$R'(k) = R(k) / H_p(k) = X(k)$$

このように伝送路情報 $H(k)$ を、推定した窓タイミングずれによる位相ずれ $P(k)$ で補正し、補正した伝送路情報 $H_p(k)$ を用いて受信信号を等化してもよい。

【0145】

さらに推定した窓タイミングのずれが、サンプリング周期に近いずれになった

場合は、

F F T窓発生器 110 で窓タイミング信号の発生タイミングを調整するようにし、サンプリング周期よりも小さい場合は、伝送路情報補正器 901 を動作させて、伝送路情報を補正することで、窓タイミングずれによる位相回転を補正するようにしてもよい。

【0146】

窓タイミング信号の発生タイミングを調整した場合には、窓ずれ推定器 108 が、F F T窓発生器 110 で窓タイミング信号の発生タイミングを調整するタイミングに基づいて、伝送路情報補正器を動作させ、窓タイミングを変化させたときに起こる位相回転を補正させるようにしてもよい。

【0147】

以上説明したようにして、等化器 801 で等化した受信信号をデータ復調器 104 で復調することで、復調精度を上げることができる。

【0148】

これらの演算はたとえば D S P などを用いることで実現することができる。さらにこれらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行することで処理することもできる。

【0149】

【発明の効果】

以上詳述したように本発明によれば次のような効果が得られる。

【0150】

入力される O F D M 信号と同期シンボルとの相関値を演算し、その絶対値の 2 乗をガード期間で積分し、この積分値から同期シンボルの検出を行ない、フーリエ変換の窓タイミングを制御することで、伝送路特性が時々刻々と変化するような場合でも、できるだけ多くの遅延波の電力ををガード内に吸収し、シンボル間干渉が最も少なくなるシンボルタイミングを設定することができる。

【0151】

また、入力される O F D M 信号と同期シンボルとの相関値を演算し、その絶対値の 2 乗をガード期間で積分し、この積分値から同期シンボルの検出を行ない、

フーリエ変換の窓タイミングを制御することで、できるだけ多くの遅延波の電力をガード内に吸収し、シンボル間干渉が最も少なくなるシンボルタイミングを設定することができる。

【0 1 5 2】

さらに遅延手段、乗算手段、平均化手段によって受信同期シンボルの位相回転の平均を求め、この平均位相回転量から周波数誤差演算手段によって周波数誤差を求め、周波数補正手段によってOFDM信号の周波数ずれを補正する。この周波数ずれを補正したOFDM信号を先に求めたシンボルタイミングでフーリエ変換することによって、周波数同期の取れたシンボルを復調することができる。

【0 1 5 3】

また、OFDM信号と同期シンボルとの相関を演算する前に第2周波数補正手段によって周波数ずれを補正するため、同期シンボルの検出を更に精度よく行なうことができる。

【0 1 5 4】

また、受信した基準シンボルから伝送路の推定を行ない、OFDM信号の等化を行なう。等化後のシンボルからパイロットキャリアを抽出し、その位相変化から、フーリエ変換時の窓タイミングのずれを推定し、窓タイミングを調整できる。よってサンプリング周波数ずれが存在する場合でも、シンボルタイミング同期が取れたシンボルの復調を行なうことができる。

【0 1 5 5】

また、サンプリング周波数ずれが存在する場合、伝送路情報を推定する基準シンボルのフーリエ変換時の窓タイミングと、等化するOFDM信号のフーリエ変換時の窓タイミングにずれが生じる。このずれはシンボル内の位相回転を生じるため、この位相変化で推定した伝送路情報を補正することで、等化の精度を上げることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

本発明の第 1 実施形態にかかる OFDM 復調装置を示すブロック図

【図 2】

本発明の第 2 実施形態にかかる OFDM 復調装置を示すブロック図

【図 3】

本発明の第 3 実施形態にかかる OFDM 復調装置を示すブロック図

【図 4】

OFDM 伝送フレームの説明図

【図 5】

マルチパスが生じた場合の入力信号の説明図

【図 6】

本発明の第 3 実施形態で使用する OFDM 伝送フレームの説明図

【図 7】

相関器の実施例を示すブロック図

【図 8】

本発明の第 4 実施形態にかかる OFDM 復調装置を示すブロック図

【図 9】

本発明の第 4 実施形態にかかる OFDM 復調装置を示すブロック図

【図 10】

インパルス応答推定部の動作説明図

【図 11】

インパルス応答推定部の動作説明図

【図 12】

積分器の動作説明図

【図 13】

本発明の第 4 実施形態にかかる OFDM 伝送フレームの説明図

【図 14】

窓タイミングずれの説明図

【図 15】

インパルス応答推定部の動作説明図

【符号の説明】

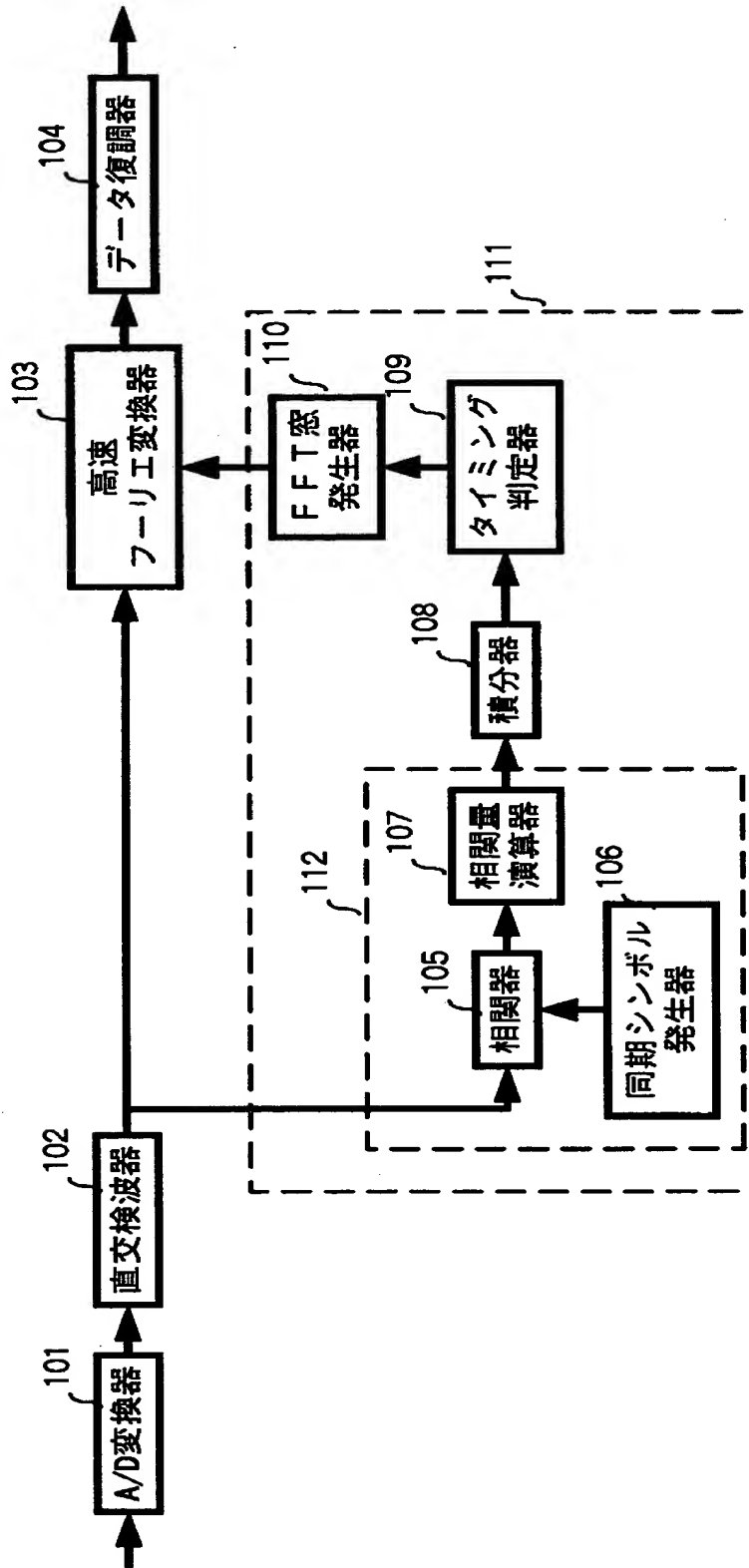
101 A/D 変換器

- 1 0 2 直交検波器
- 1 0 3 高速フーリエ変換器
- 1 0 4 データ復調器
- 1 0 5 相関器
- 1 0 6 同期シンボル発生器
- 1 0 7 相関量演算器
- 1 0 8 積分器
- 1 0 9 タイミング判定器
- 1 1 0 F F T窓発生器
- 1 1 1 シンボルタイミング同期器
- 1 1 2 インパルス応答推定器

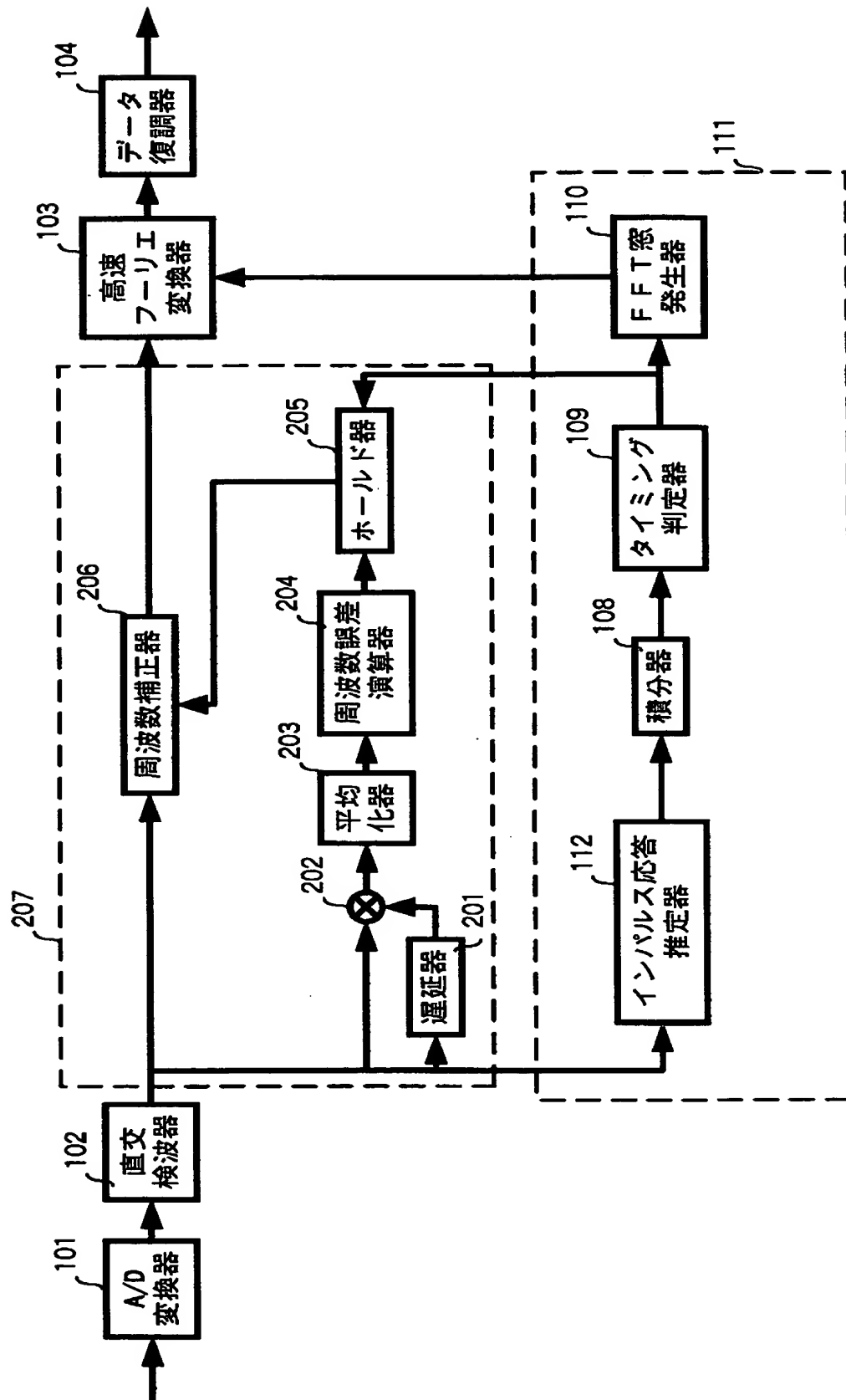
【書類名】

図面

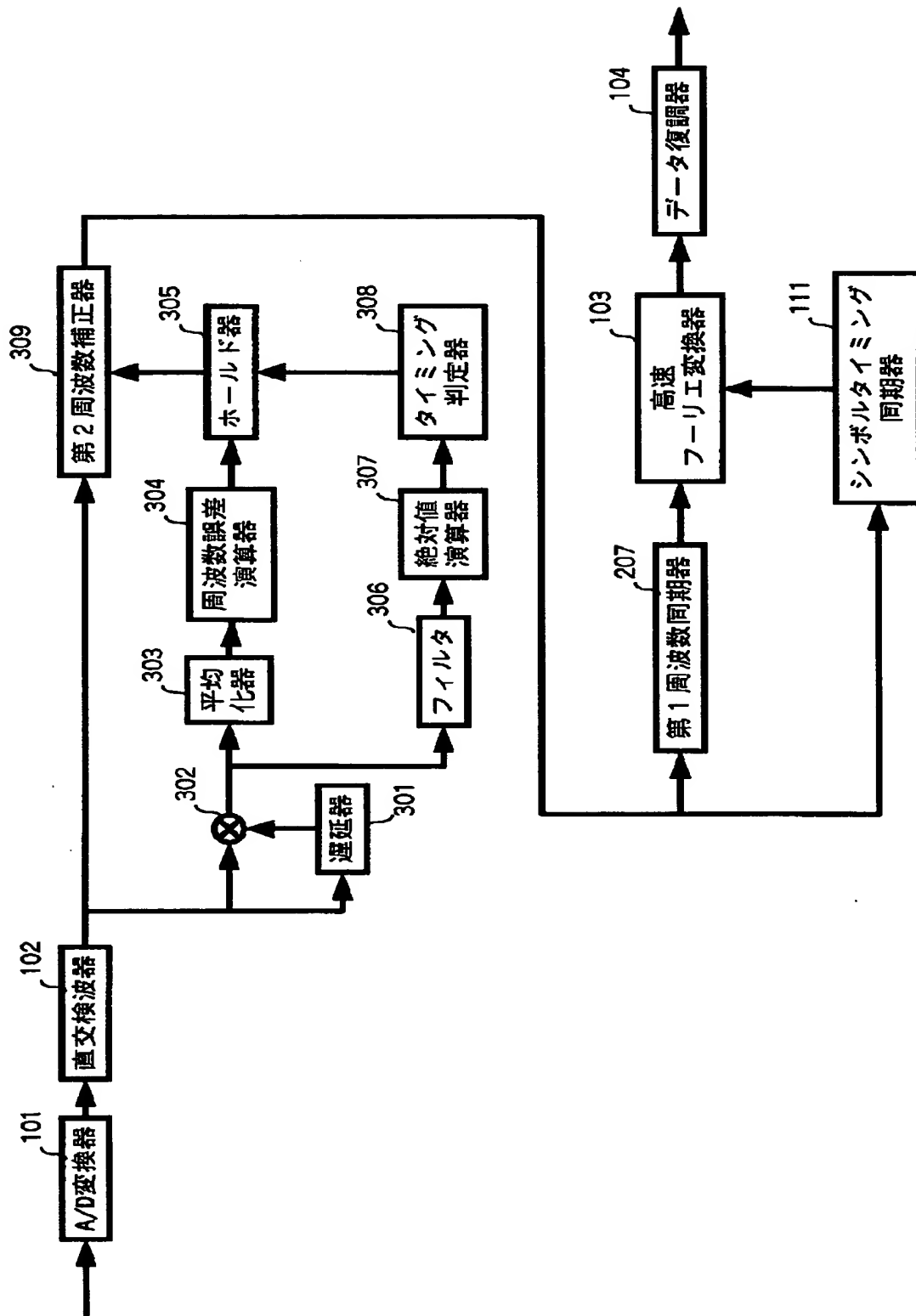
【図 1】



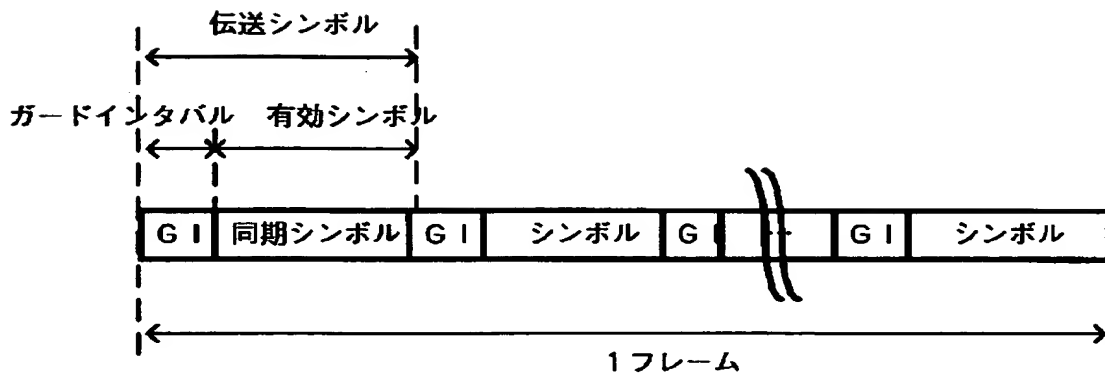
【図 2】



【図 3】

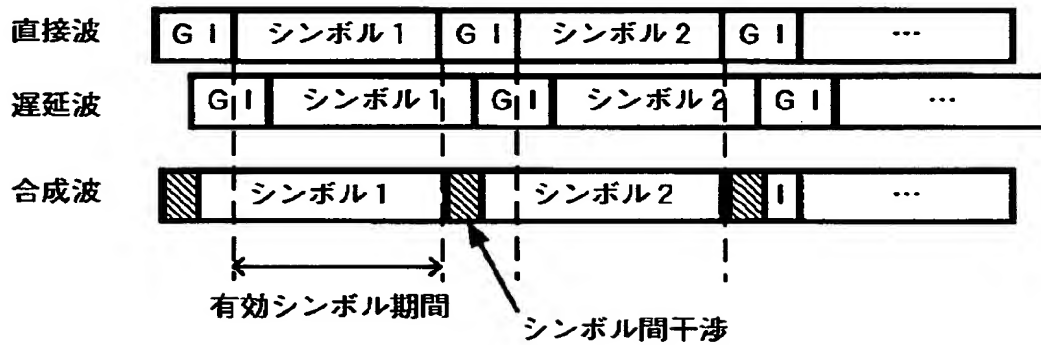


【図 4】

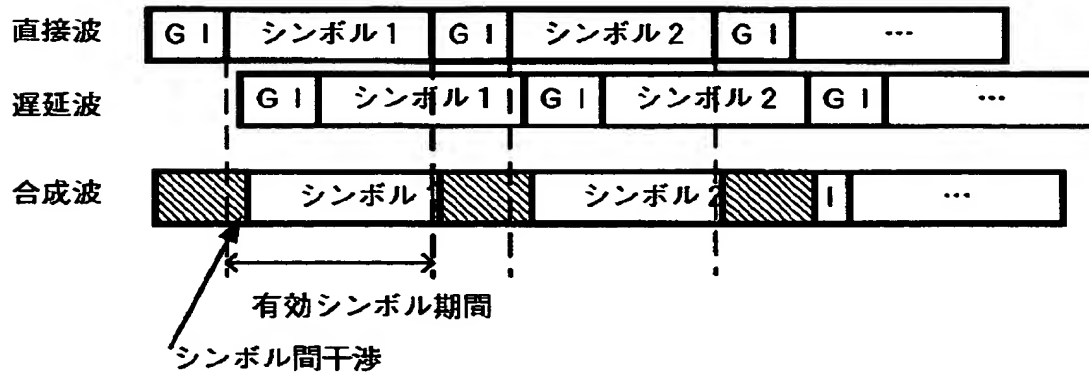


【図 5】

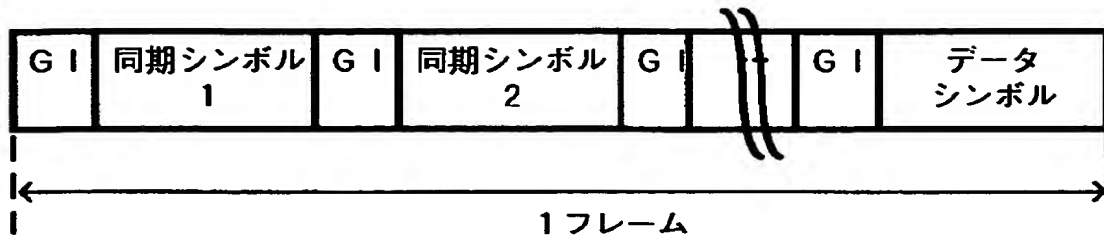
(A)



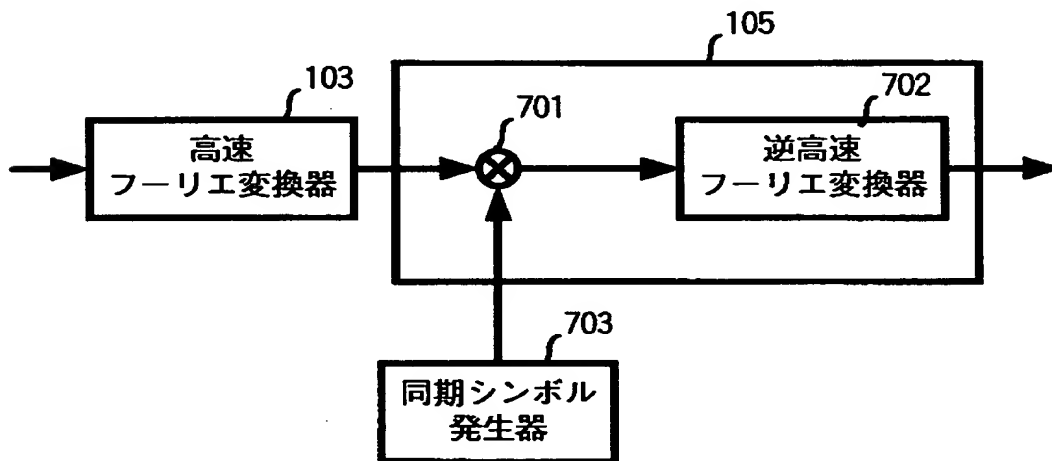
(B)



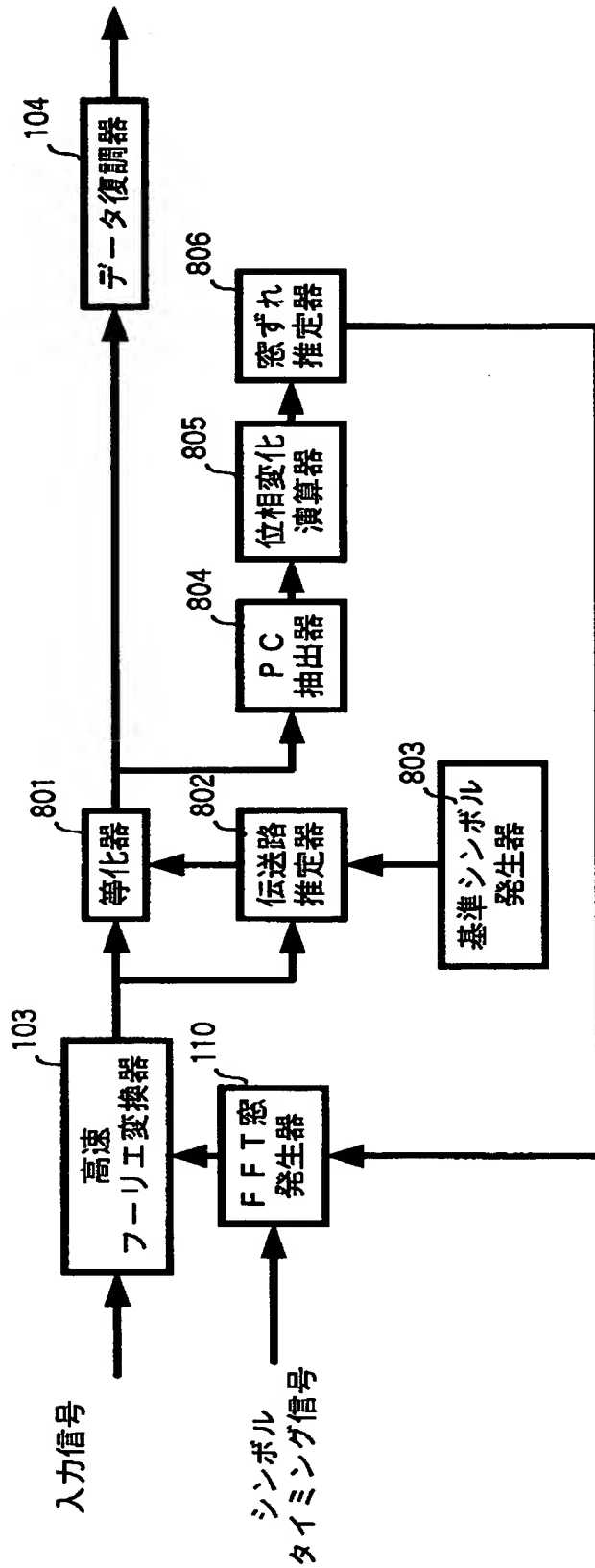
【図 6】



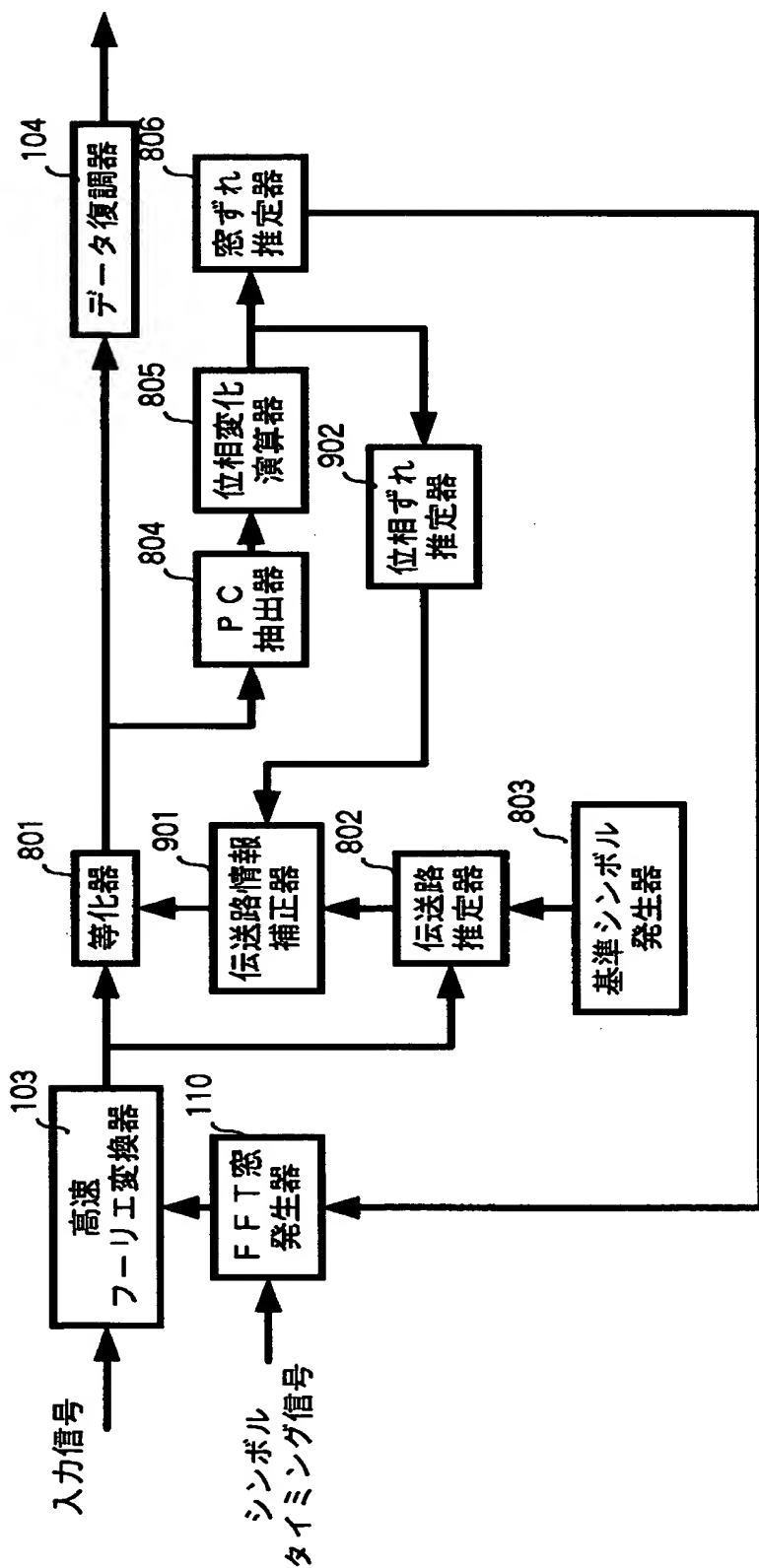
【図 7】



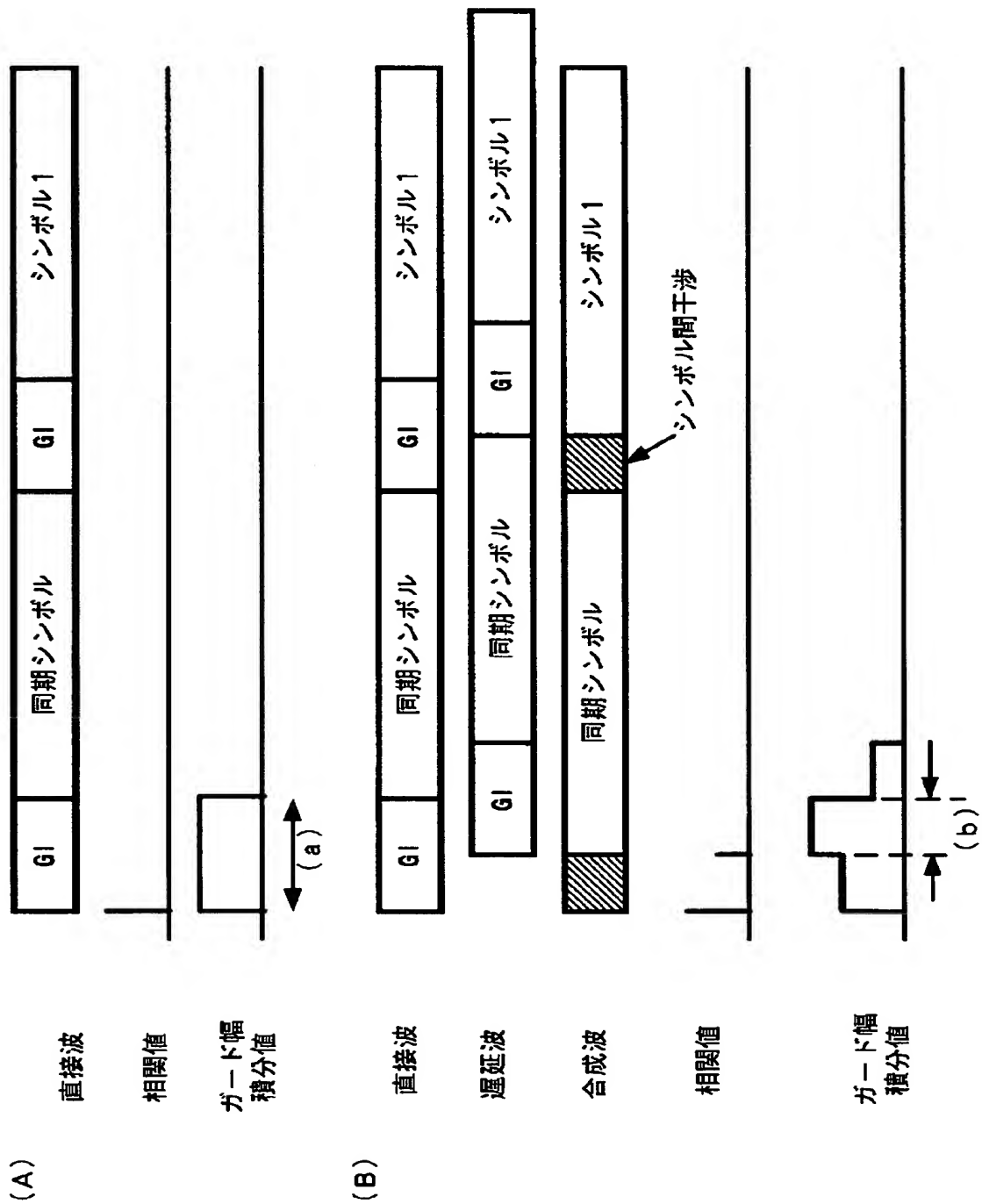
【図 8】



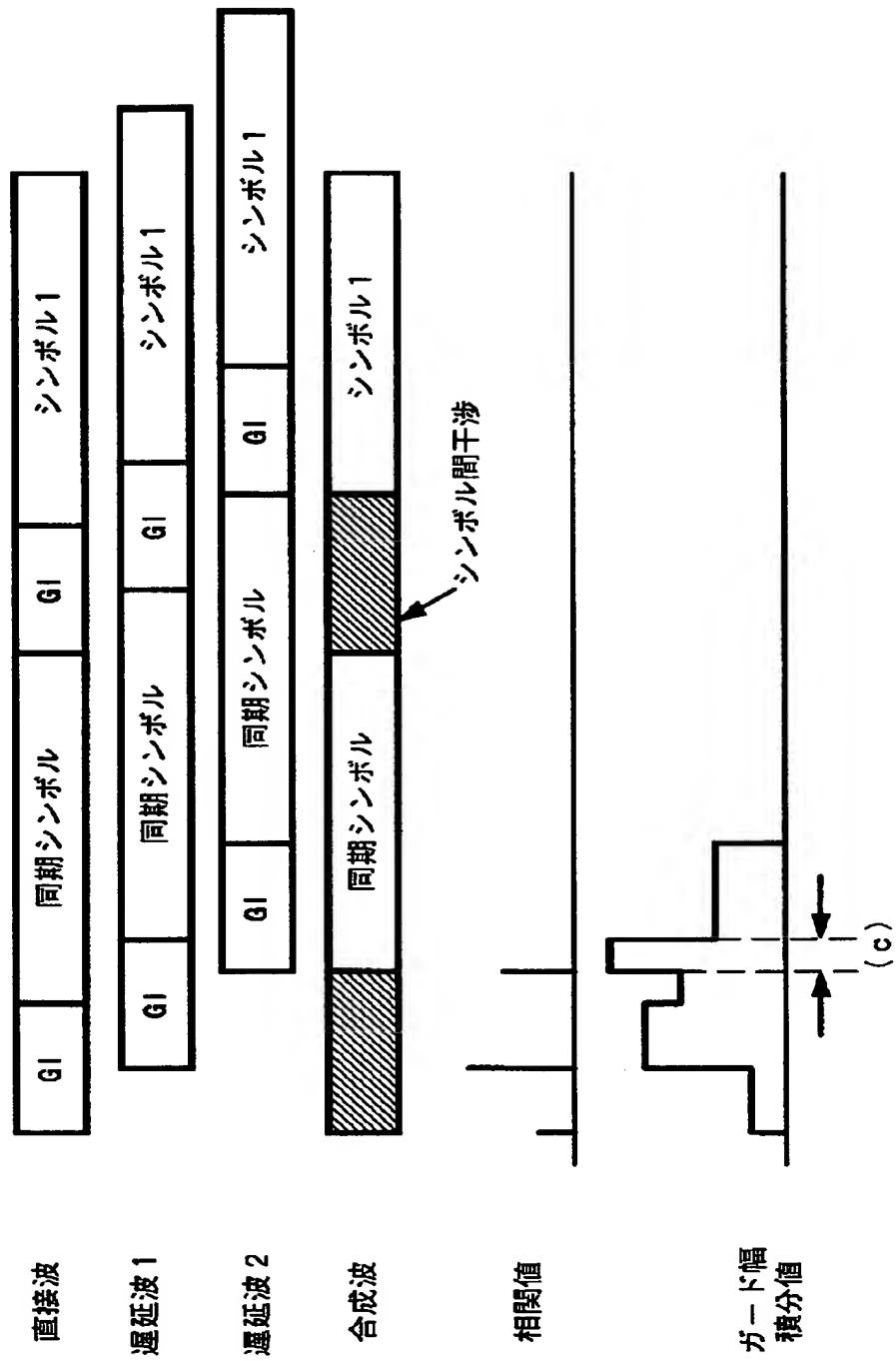
【図9】



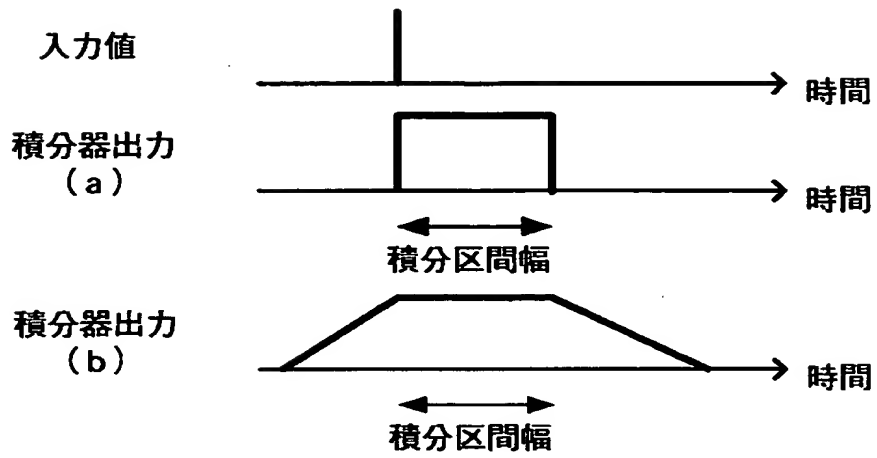
【図 1 0】



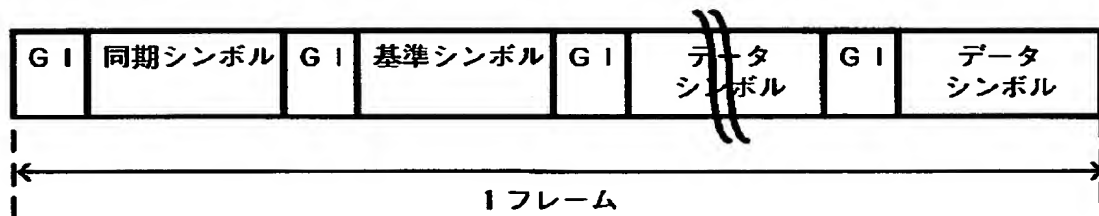
【図 1 1】



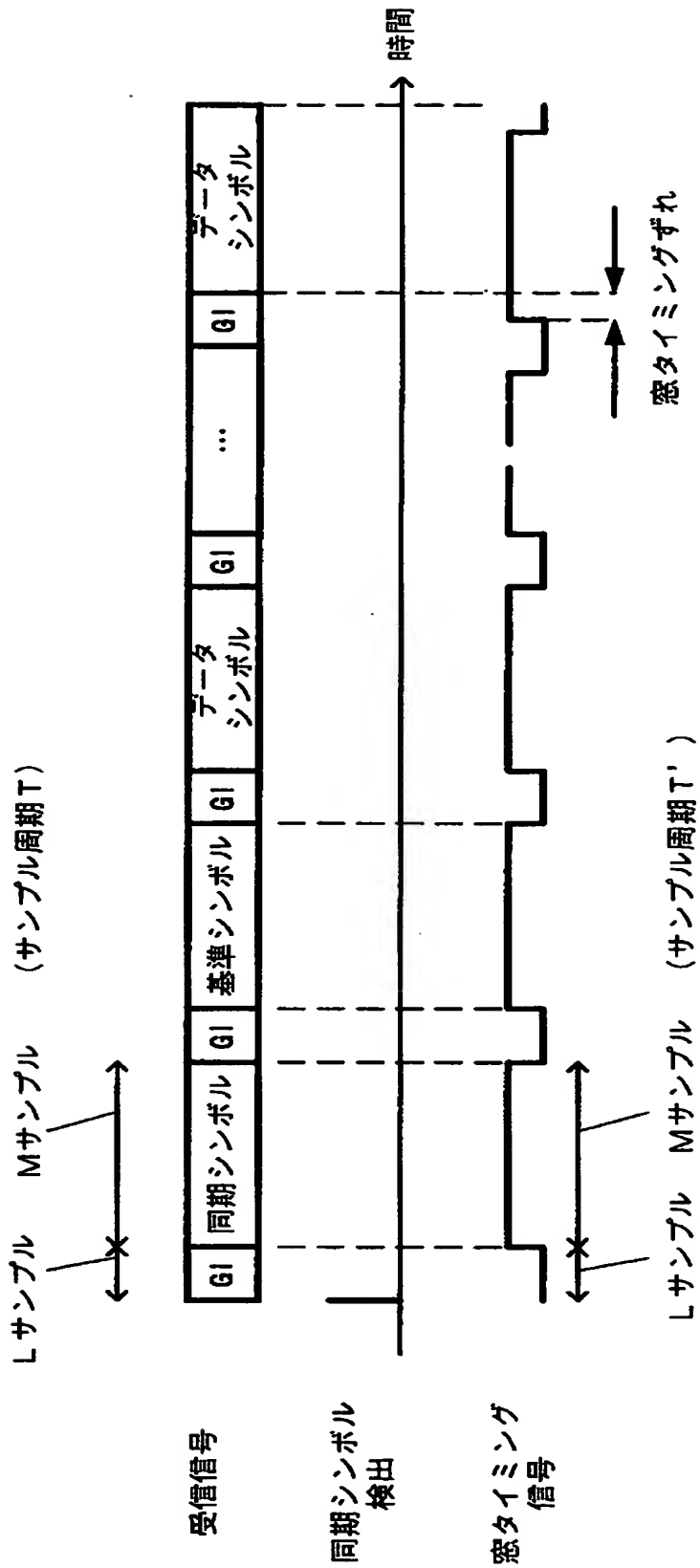
【図 1 2】



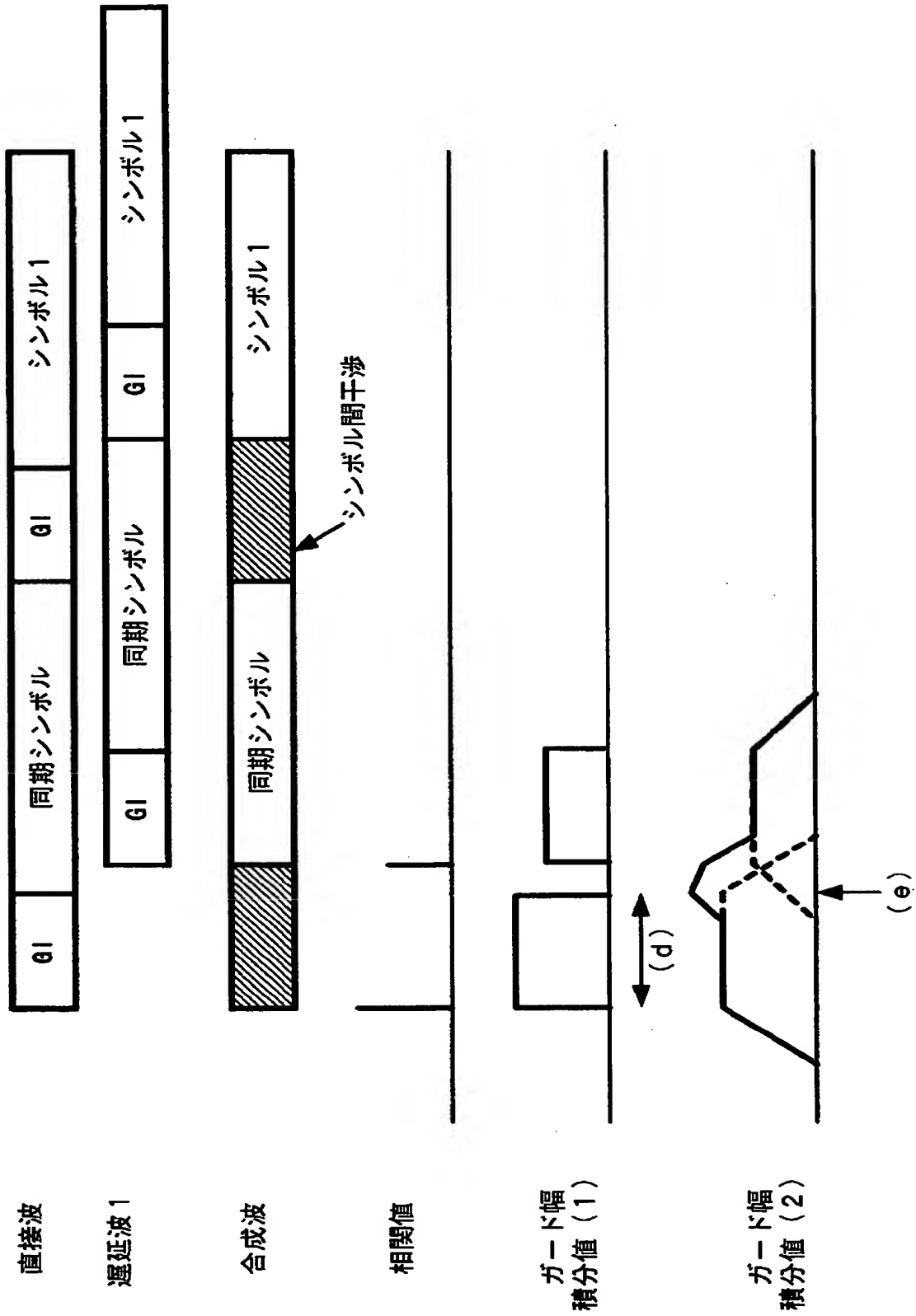
【図 1 3】



【図 1 4】



【図 1 5】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 マルチパス環境下においても、シンボル間干渉の影響が最小になるようにシンボル同期を行なう。

【解決手段】 伝送フレーム毎に所定の同期シンボルを含み、有効シンボル期間とガード期間で構成される伝送シンボルからなるOFDM信号を入力とし、同期シンボル発生手段105の出力とOFDM信号の相関を演算する相関演算手段105と、相関演算手段の出力から相関量を演算する相関量演算手段107と、演算した相関量をガード期間で積分する積分手段108と、積分された相関量からシンボルタイミングを判定するタイミング判定手段109と、判定されたシンボルタイミングからフーリエ変換の動作タイミングを出力する窓タイミング発生手段110を有し、窓タイミング発生手段の出力信号に基づいて伝送シンボルから有効シンボル期間を取り出し、復調を行なう。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 5 8 2 1]

1. 変更年月日	1 9 9 0 年 8 月 2 8 日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地
氏 名	松下電器産業株式会社